RAZzies

Maandblad van de Radio Amateurs Zoetermeer



Maart 2019

Met in dit nummer:

- 2m Low Pass filter
- Opa Vonk: Videosignalen
- Synchrone AM ontvangst
- Analoge sweeper
- QO-100 overpeinzingen
- Afdelingsnieuws

Colofon

RAZzies is een uitgave van de Radio Amateurs Zoetermeer. Bijeenkomsten van de Radio Amateurs Zoetermeer vinden plaats op elke tweede en vierde woensdag van de maanden september - juni om 20:00 uur in het clubhuis van de Midgetgolfclub Zoetermeer in het Vernède sportpark in Zoetermeer.

Website:

http://www.pi4raz.nl

Redactie:

Frank Waarsenburg
PA3CNO
pa3cno@pi4raz.nl

Eindredactie:

Robert de Kok
PA2RDK
pa2rdk@pi4raz.nl

Informatie:

info@pi4raz.nl

Kopij en op- of aanmerkingen kunnen verstuurd worden naar razzies@pi4raz.nl

Nieuwsbrief:

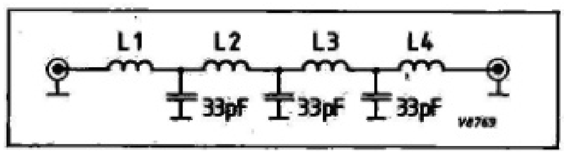
http://pi4raz.nl/maillist/subscribe.php

Van de redactie

Niet alleen het weer lijkt op te knappen, maar ook de condities. Hoewel het eigenlijk nog niet voorgekomen is dat ik geen verbinding kon maken tijdens mijn 72-QRP rondjes op de dinsdag ochtenden, was dat over het algemeen toch alleen met de usual suspects: de vaste leden van het 72 QRP clubje. Nou zijn dat ook wel het type amateurs dat nog moeite doet om een zwak signaaltje uit de ruis te halen in plaats van alleen te antwoorden op alles dat minimaal S9 is, maar toch. Het signaal moet er wel zijn. De laatste tijd is het wat drukker in het rondje, en de landen die te werken zijn beperken zich niet meer uitsluitend tot Rusland en Oekraïne. Inmiddels staan Zweden, Portugal, Italië en Spanje ook weer regelmatig in het log. En afgelopen week was ik zo rond zonsondergang weer eens een uurtje achter de set gekropen, en daar leefden de banden ook weer eens helemaal op, in plaats van dat ik drie keer moest controleren of de antenne er wel in zat omdat er niets te horen was. Nu wel. Ik maakte zowaar een verbinding met PJ2ND op Curaçao, en dat was me sinds 2006 niet meer gebeurd. Met slechts twee stukken netsnoer aan een Blokker snijplankje, en zonder conditie-verbeteraar (lineair): gewoon de kale 100W. Dus er is weer hoop. Met dit mooie weer is het ook weer leuk om er op uit te trekken en buiten verbindingen te gaan maken. Ik heb er inmiddels ervaring mee...

2m lowpass filter

Naar aanleiding van mijn publicatie over de 2m eindtrap met de BLY88 reageerde Jan (voormalig PA0JKH) uit Krimpen a/d IJssel op mijn problemen met het niet goed werkende laagdoorlaatfilter wat ik geprobeerd had te maken. Jan bracht mij een artikel uit de Electron van 1982 onder de aandacht, waarin ook al melding gemaakt wordt van perikelen met een laagdoorlaatfilter. PA2HWG schreef daar toen al een artikel over, waarin hij zijn ervaringen uiteen zette. Inzet was een ontwerp van hem, waar hij in 1977 al over geschreven had, en die bij reproductie toch niet bleek te doen waar hij ooit voor ontworpen was. Dat ontwerp zag er toen als volgt uit:

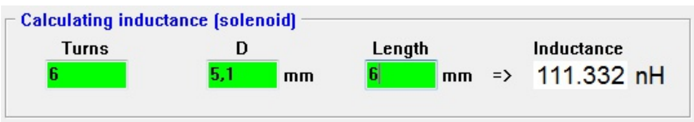


Het afregelen van het filter wilde niet lukken, waarbij de reflectiedemping niet beter wilde worden dan 10dB. Na analyse op de polyscoop bleek dat de frequentie waarbij het filter wel aanpaste te laag lag (ongeveer 135MHz) en dat de verzwakking pas net boven de 220MHz begon in te zetten. Helaas kon ik de gegevens van de spoelen in de oude situatie niet vinden, waardoor ik de filters niet kon simuleren met b.v. Elsie of RFsim99. De spoelen van de verbeterde versie van het filter worden wél in de tekst

gespecificeerd, wat de mogelijkheid geeft om het filter nader te analyseren. L1 en L4 worden gewikkeld op een boor met een diameter van 4,1mm, met 3 windingen gespatieerd op 0,75mm. L2 en L3 krijgen ieder 6 windingen zonder spatie op een 5,1mm boor. Als draad wordt 1mm koperdraad gebruikt. En met deze gegevens kan de zelfinductie van de spoelen berekend worden. Ik deed dat met de Mini Ring Core Calculator: die heeft een tabje Air Cores en daarmee kan je de zelfinductie bepalen. Na het invullen van de gegevens van L1 en L4 volgt een inductie van 23,5nH:

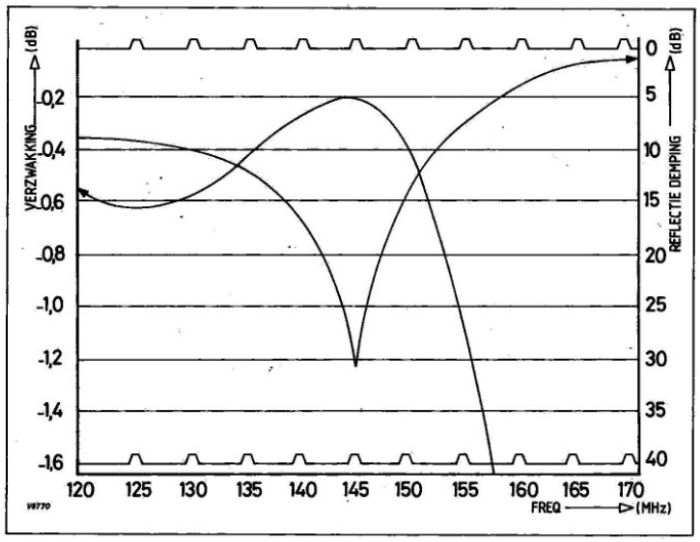


Hoe kom ik aan 4,5mm lengte? Nou, 3 windingen met een spatie van 0,75mm hebben maar 2 spaties. En met een draaddikte van 1mm betekent dat 3mm plus 2x 0,75mm en dat is bij elkaar 4,5mm. Hetzelfde trucje met de gegevens van L2 en L3 levert 111,3nH op:

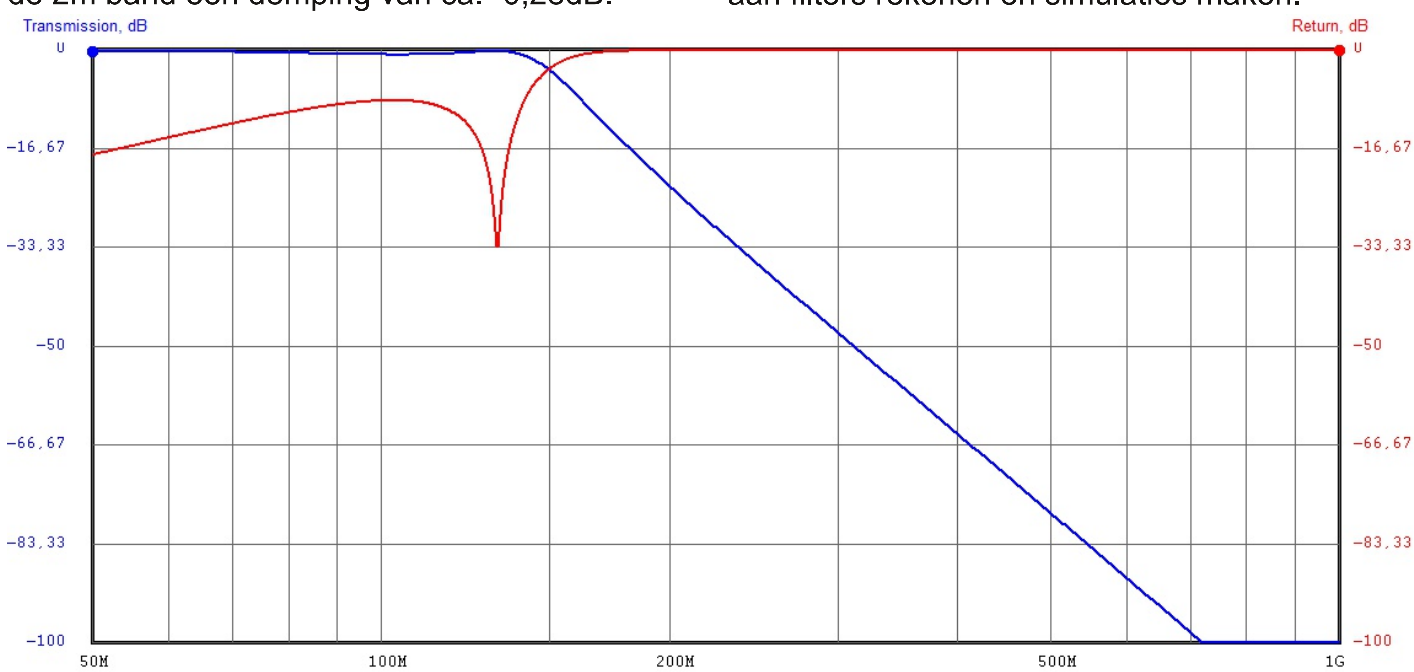


Vul ik deze gegevens in in het filterbereken-programma Elsie, dan levert dat onderstaande grafiek op. De blauwe lijn is de verzwakking van het filter, en de rode lijn geeft de return loss weer. Het filter valt iets te vroeg af, en heeft in de 2m band een demping van ca. -0,28dB.

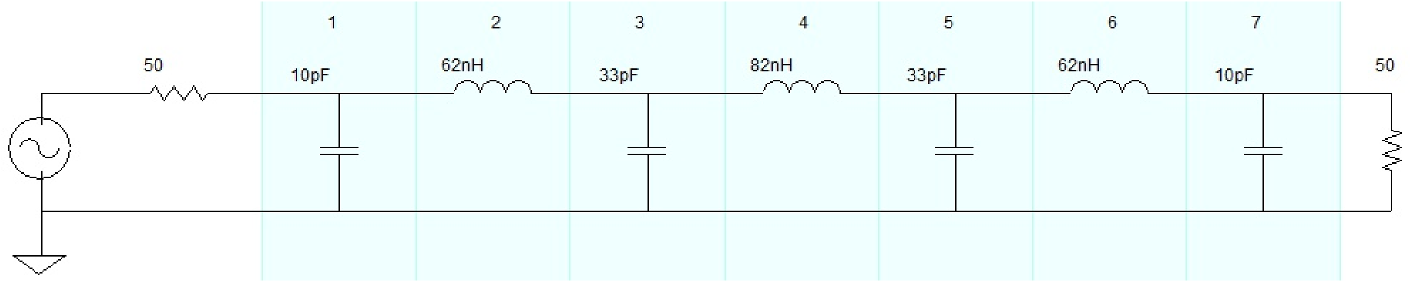
Dat het filter te vroeg afvalt, blijkt ook uit de tekst van het originele artikel. Daarin wordt beschreven hoe het filter moet worden "afgeregeld" door de spoeltjes wat uit elkaar te trekken en/of in elkaar te drukken (kan alleen met L1 en L4 uiteraard, de andere twee spoelen waren zonder spatie gewikkeld). Uiteindelijk leverde dat volgens het artikel het volgende plaatje op:

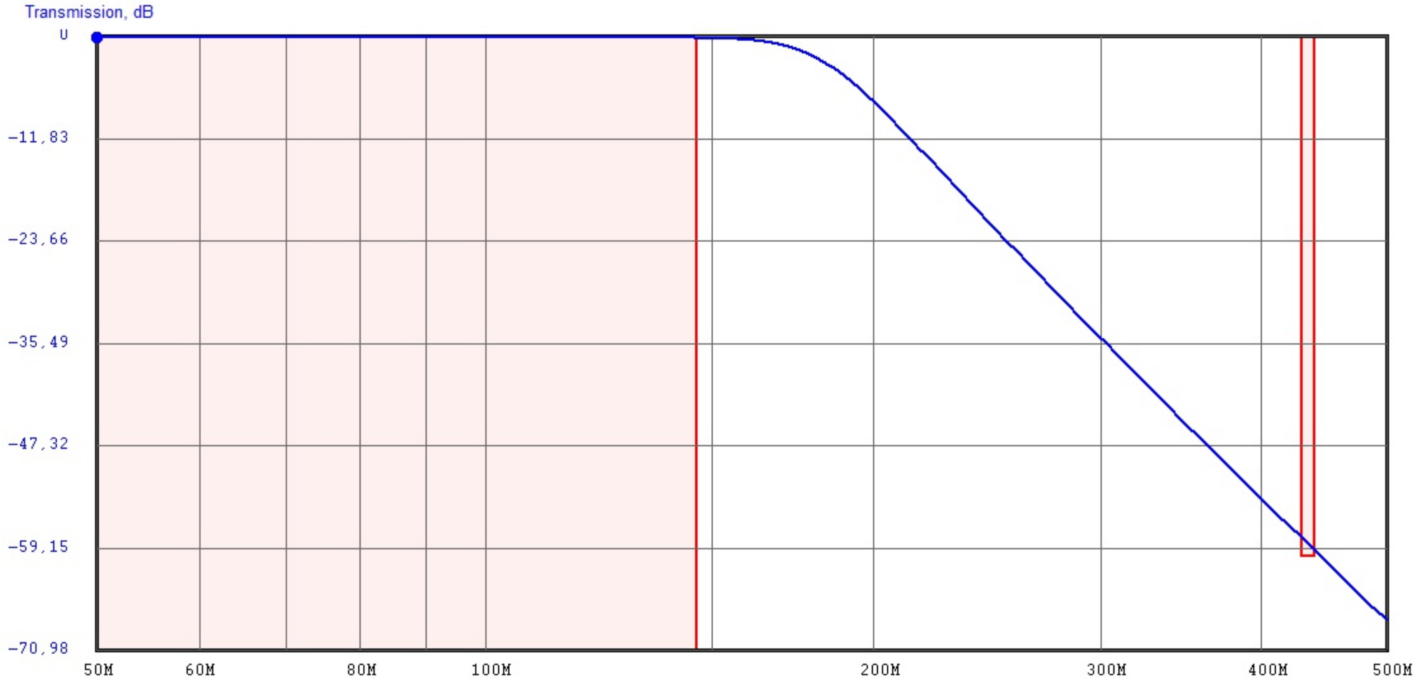


Leuk om te zien dat die gegevens behoorlijk goed kloppen met wat Elsie aangeeft, alleen de doorlaatdemping wordt in het origineel wat te rooskleurig voorgesteld. Maar de return loss wordt in beide grafieken zo rond de 30dB weergegeven. Dat was 1982. Maar inmiddels hebben we de beschikking over krachtige computers en kunnen we heel wat makkelijker aan filters rekenen en simulaties maken.

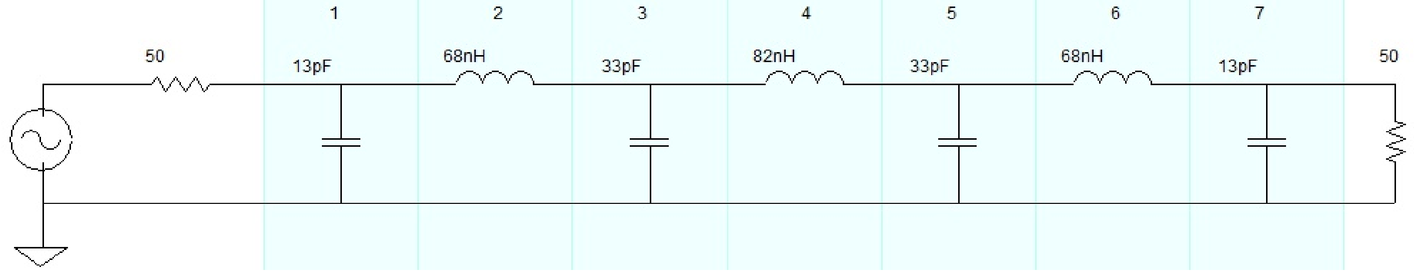


Als er iemand wel specialist is geworden op het filter design programma Elsie, dan is het Bart PA3HEA wel. Die kan inmiddels lezen en schrijven met dat programma, en stortte zich op een 7-polig laagdoorlaatfilter voor de 2m band. Zo rolde er op een avond in december een ontwerp in de mail dat er uitziet zoals hieronder weergegeven:

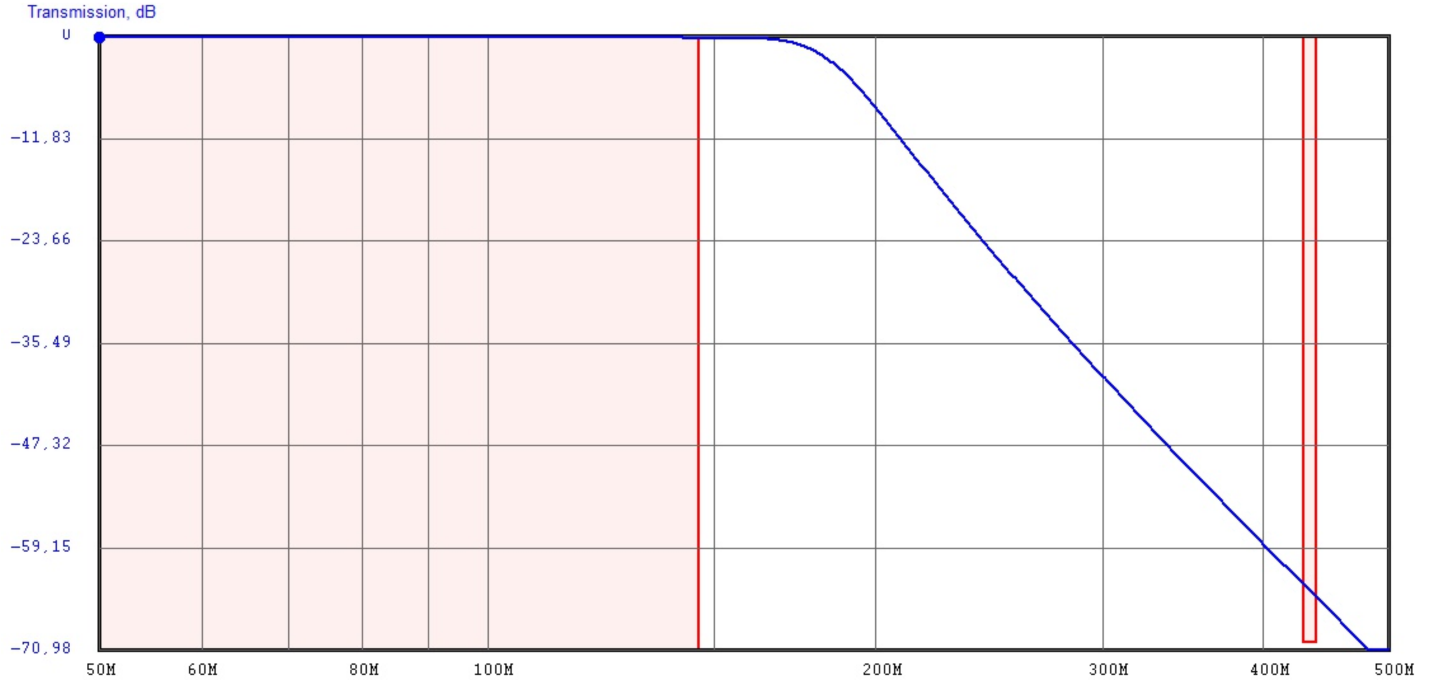




Wat ik hier niet heb laten zien, is dat Elsie rekent met een Q voor de spoelen van 200, en voor de condensatoren met een Q van 2000. De demping bij 145MHz is 0,15dB, en de demping op de 2e harmonische (290MHz) is al 32,5dB. Bij de 3e harmonische, 435MHz, is dat al opgelopen naar 58,8dB. Voorwaar niet slecht. Maar niet goed genoeg. Nog geen uur later plofte er al een tweede ontwerp in de mailbox, nu nog verder verfijnd:

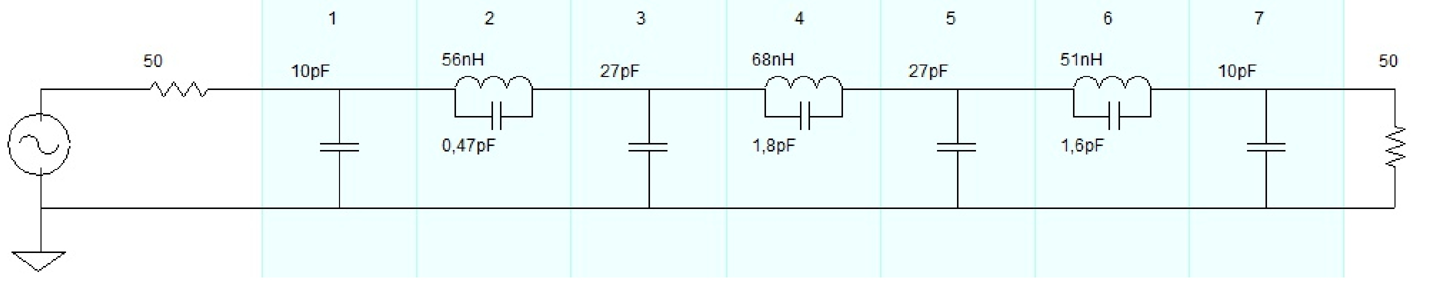


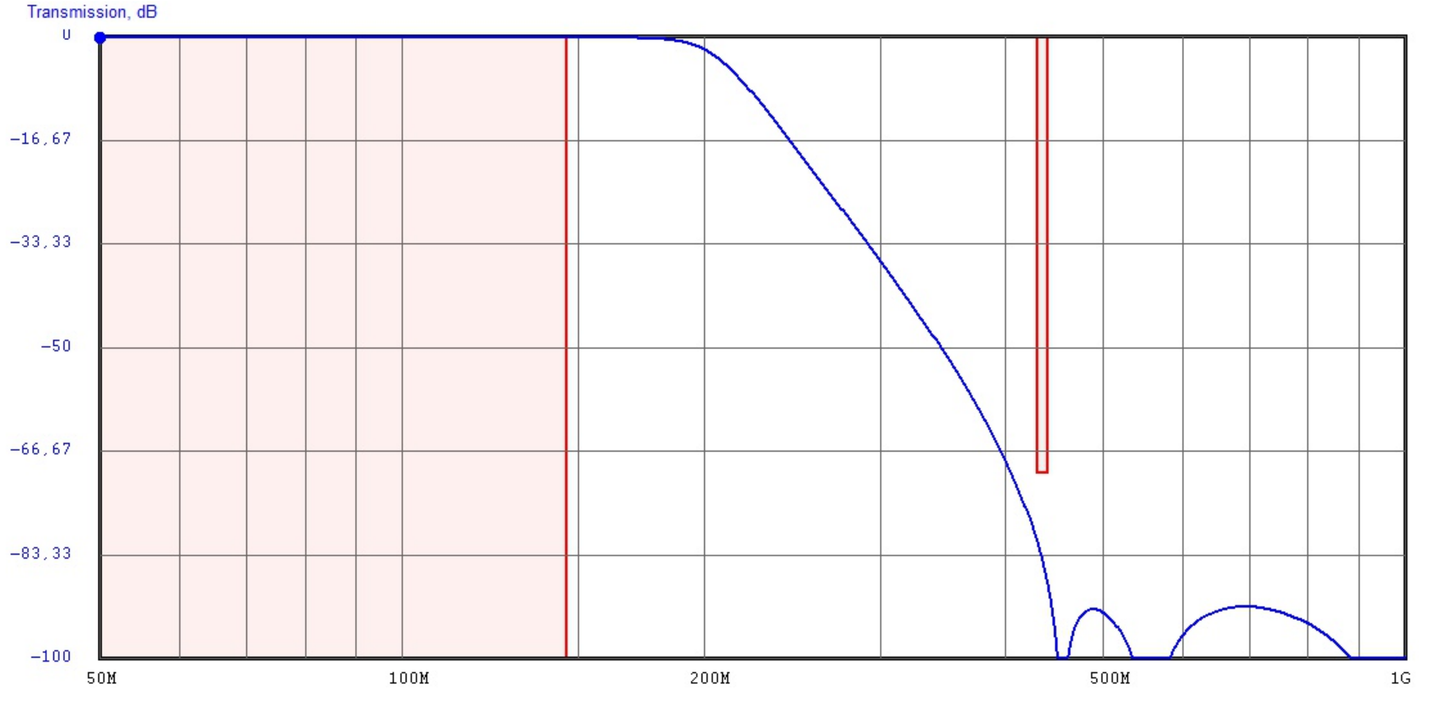
Zo op het eerste gezicht geen schokkend grote wijzigingen, maar de berekende waarden geven wel een verbetering te zien: nu is de demping bij 145MHz 0,15dB (en dat is dus niet veranderd), bij 290MHz is die nu 36,9dB en dat is ruim 4dB beter, en bij 435MHz is dat nu -64,1dB, bijna 6dB beter en dat is zowat een S-punt. En dat alleen maar door de in- en uitgangscondensatoren 3pF te vergroten en ook de bijbehorende spoeltjes 6nH te vergroten. Hoef je niet te vragen wat toleranties doen voor de specificaties van het filter...



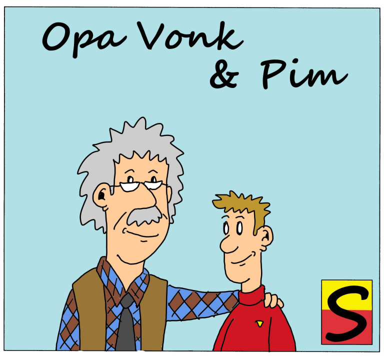
Bart kreeg dat voor elkaar door de "verboden zone" (die rechter hangende rode rechthoek in de plots) groter te maken. Daarmee dwing je het programma om de optimalisatie te verbeteren wat voor net even betere specificaties zorgt.

Maar het was nog niet genoeg. Vier dagen later verscheen versie nummer 3 van het filter in de mailbox, en nu had Bart zich helemaal uitgeleefd op de demping van de 3e harmonische. Zie onderstaand schema:



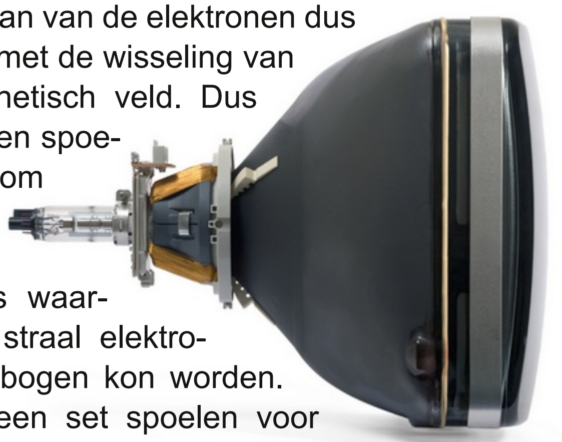


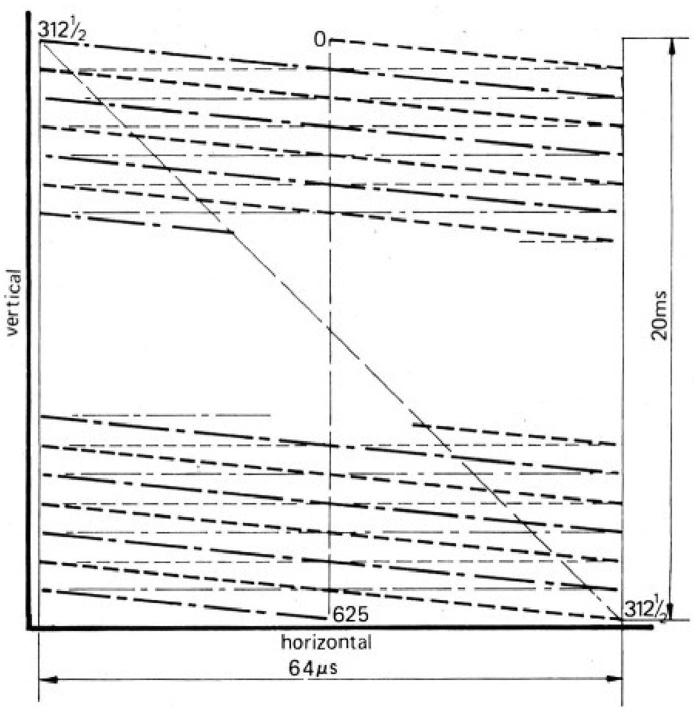
De specificaties van het filter zijn nu nog een klasse beter. Om te beginnen is de demping bij 145MHz nu nog maar 0,12dB. Niet dat je 0,03dB verbetering zal zien op een Wattmeter, maar het is toch net even beter. Op 290MHz is de demping nu 32,9dB en dat is vergelijkbaar met het eerste ontwerp (32,5dB) en dus iets slechter dan het tweede ontwerp (36,9dB). De echte winst zit 'm in de onderdrukking van de derde harmonische op 435MHz: die is nu maar liefst 85dB! Meer dan 20dB beter dan het tweede filter ontwerp. Maar dat is de theorie. Ik denk dat het heel lastig gaat worden om de componenten, waarbij Elsie nu rekent met een tolerantie van 1%, daadwerkelijk zo nauwkeurig te krijgen als het ontwerp vereist. Sterker nog, ik kan me zo voorstellen dat de eigencapaciteit van de spoel uit sectie 2 al hoger is dan de 0,47pF die voor die sectie berekend is. Ook het wikkelen van spoelen met waardes in de enkele tientallen nH is best lastig. Bart en ik hebben daar eens mee zitten spelen, en een kwart winding meer of minder maakt al een heleboel uit. Laat staan als je met spaties gaat wikkelen. Niet voor niets regelde men in 1982 het filter af door wat trek- en duwwerk aan de windingen te verrichten... Mijn toepassing zal wel ergens tussen versie 1 en 2 komen te liggen: gangbare condensatoren van 12 en 33pF, en dan wat aan de spoeltjes trekken om de palen op de spectrumanalyser zo klein mogelijk te maken. Momenteel zit de APRS/2m-set nog in de auto, maar dit is typisch zo'n klusje voor als we straks in Liechtenstein zitten... Wordt dus vervolgd.



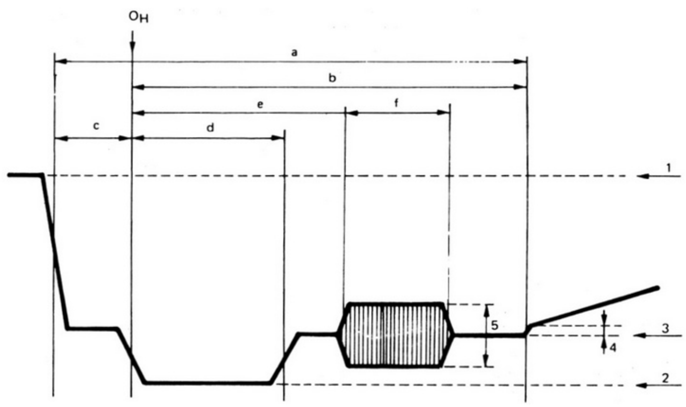
Pim keek met een lelijk gezicht om zich heen terwijl hij Opa's hobbyhok binnenstapte. "Wat staat hier zo verschrikkelijk te piepen?" vroeg hij. Opa Vonk, die zijn bijnaam dankte aan de visuele bijproducten van zijn mislukte experimenten, keek zijn kleinzoon met verbazing aan. "Piepen? Ik hoor helemaal geen piep", zei hij. Pim hield zijn hoofd schuin en bewoog langs de planken waarop een verzameling apparatuur prijkte met leeftijden van meer dan een eeuw geleden tot de huidige tijd. Op de eerste plank boven de werkbank stopte hij. "Het komt hier vandaan", zei hij. Opa schoof wat kleinere apparaten opzij en daarachter kwam een oude zwart-wit TV monitor vandaan, die aan stond. "Dat ding piept als de hel", zei Pim. "Ah, ik zie het al", zei Opa. "Ik heb waarschijnlijk de aan/uit schakelaar geraakt toen ik wat apparaten naar achteren heb geschoven om wat ruimte te maken. Deze stond erachter en dat had ik niet gezien. Maar ik hoor echt geen piep - oh, wacht. Ik snap het al. Jij hoort de lijnafbuiging van 15625Hz, maar die toon ligt al minstens twintig jaar achter me", zei Opa. Pim keek zijn Opa niet begrijpend aan. "Naarmate je ouder wordt, ga je steeds minder hoge tonen horen. Jonge kinderen horen tot 20kHz, maar mijn gehoor komt al niet meer boven de 10kHz. Heb je enig idee hoe zo'n oude monitor werkt, en hoe een video signaal in elkaar zit?" vroeg Opa. Pim schudde van nee, en liet zich op een stoel zakken, want hij voelde alweer een lezing aankomen. "In de 50-er jaren van de vorige eeuw begon de televisie op te komen. Dat waren bij benadering niet de apparaten waar jij nu naar kijkt, met plasma, LED of zelfs OLED schermen. Het was gewoon een grote glazen buis, een aantal keren groter dan van dit monitortje. Op de min of meer platte voorkant zat een fosforiscerende laag, die oplichtte als er elektronen tegenaan geschoten werden. Om die elektronen een beetje in beweging te krijgen over de afstand tussen voor- en achterkant van de beeldbuis, waren hoge spanningen nodig. De eerste zwart-wit TV's deden dat nog met zo'n 7 à 8 kiloVolt, maar de latere kleurenbuizen hadden ongeveer 28kV nodig. Maar als je alleen maar elektronen afschiet op de voorkant, krijg je alleen maar een witte stip te zien. Nou moet je weten dat je elektronen van richting kunt laten veranderen door ze aan een magnetisch veld bloot te stellen. Als je dat magnetisch veld dus wisselt,

zal de baan van de elektronen dus variëren met de wisseling van het magnetisch veld. Dus bracht men spoelen aan om de hals van de beeldbuis waarmee de straal elektronen afgebogen kon worden. Er was een set spoelen voor de vertikale afbuiging van de elektronenstraal, en een set spoelen voor de horizontale afbuiging. Door nu de horizontale spoelen een hoge frequentie aan te bieden en de vertikale spoelen een lage frequentie, gaat de elektronenstraal lijntjes trekken. En zo wordt een beeld opgebouwd:



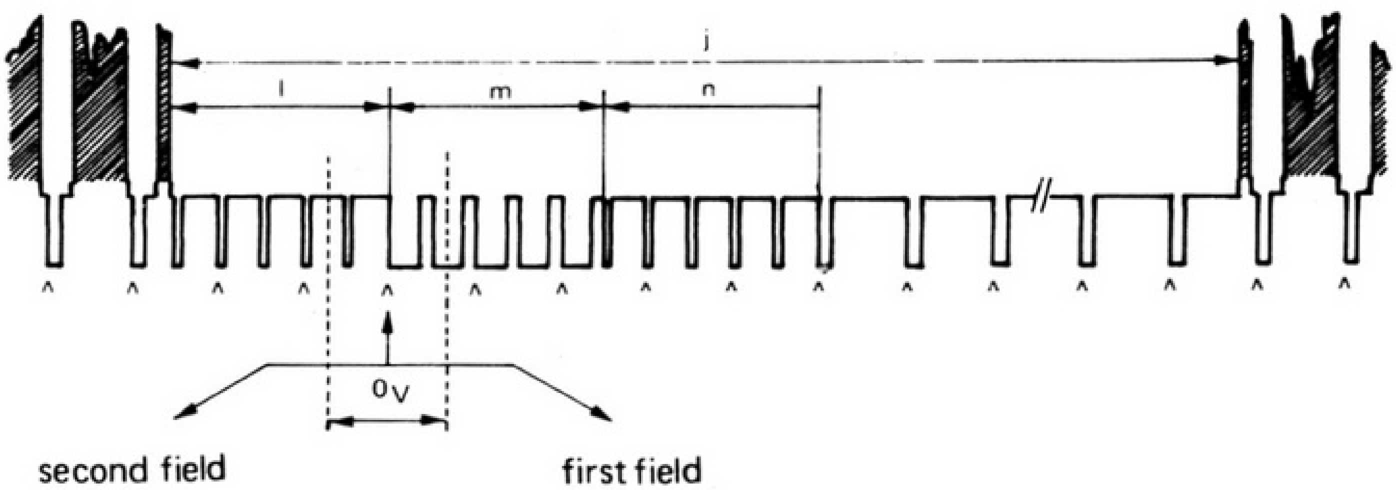


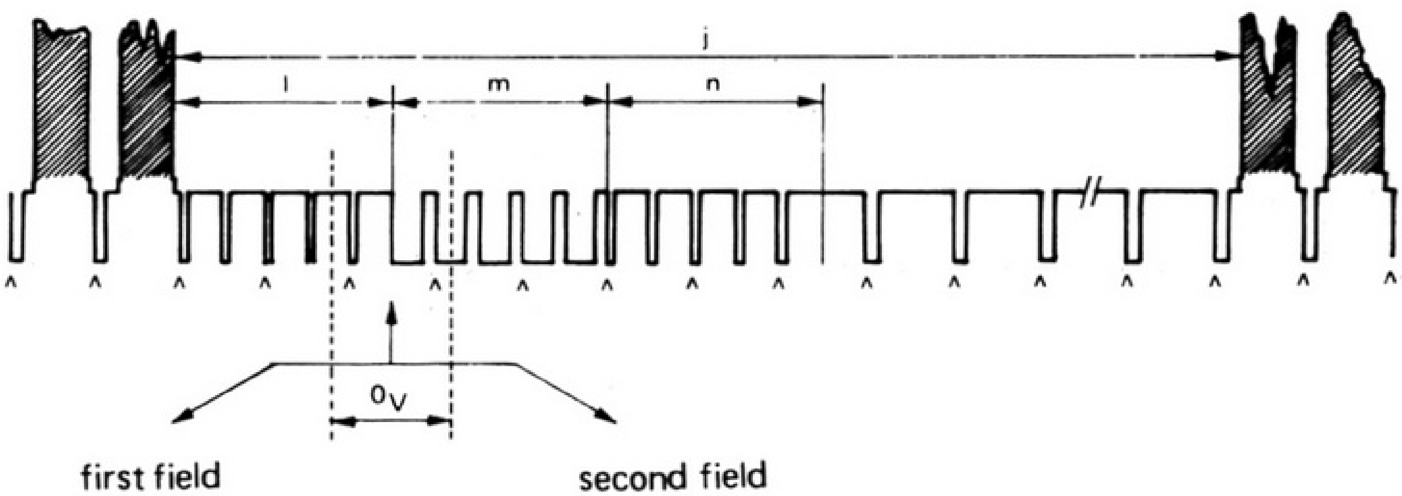
In de filmindustrie zijn 24 beeldjes per seconde gebruikelijk om een vloeiend beeld te krijgen. Dat wilde men met de beeldbuis ook bereiken. Een van de problemen was dat als je de lijntjes gewoon van boven naar beneden trekt, het beeld gaat flikkeren. Als de elektronenstraal immers beneden aangekomen is, is het fosfor bovenaan het plaatje alweer bijna uitgedoofd. Daarom schreef men om en om de even en de oneven lijnen. Dan schrijf je feitelijk twee keer zo snel het beeld. Nou moet je weten dat vooral in het begin van het buizentijdperk er nog wel eens een "lek" was tussen de gloeidraad en de kathode. De gloeidraden werden in serie rechtstreeks uit het lichtnet gevoed (de bekende P-buizen) met 50Hz wisselstroom, en als de horizontale afbuiging niet ook (een veelvoud van) 50Hz was, ging het beeld irritant golven. Daarom werd de horizontale afbuiging dus gekozen op 50Hz, synchroon met de lichtnet frequentie. Dan zag je het beeld niet golven. Aangezien er gekozen werd voor een beeld van 625 lijnen, moest de horizontale afbuigfrequentie 50x625=15625Hz bedragen. En dat is dus nu die pieptoon die jij hoort, want de windingen op die afbuigspoelen zitten niet helemaal strak tegen elkaar maar hebben een beetje speling. Daardoor bewegen ze mechanisch een beetje, en dat kan je horen. Ik dus niet meer, maar jij wel. En ja, hoe kreeg je dan beeld. Eigenlijk net als met de Nipkow schijf, maar dan elektronisch. De camera tastte het beeld af, de variaties in lichtsterkte werden omgezet in elektrische signalen en die signalen werden in de beeldbuis weer omgezet in variaties van de elektronenstroom en dus in lichtsterktevariaties. Maar daarmee ben je er niet. Iets moet die elektronenstraal vertellen waar de camera op enig moment is met het aftasten van het beeld. Dat heet synchronisatie. En dat moet ook op een of andere manier overgedragen worden. Nou moet je weten dat een videosignaal een gedefinieerde amplitude heeft van 1V top-top over 75Ω. Daarvan is het niveau van 0,3 tot 1V gereserveerd voor het beeldsignaal, en het stuk van 0 tot 0,3V voor de synchronisatie. Om aan te geven waar de elektronenstraal moet schrijven, zijn er lijnsynchronisatie en rastersynchronisatiepulsen. Na elke lijn moest de elektronenstraal immers weer terug naar het begin van



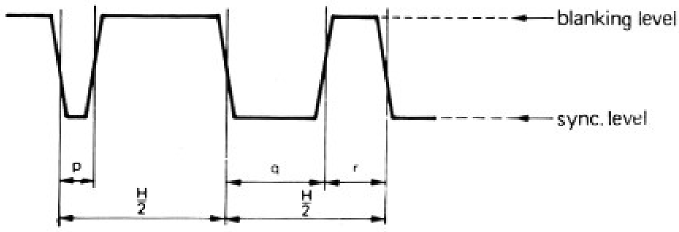
de regel, maar als dat zou gebeuren met volle helderheid, zou er een witte lijn op het scherm verschijnen tijdens de terugslag. Gelukkig is het videosignaal dan zwarter (niveau 2) dan zwart (niveau 3). Zo'n lijnsynchronisatiepuls bestaat uit een aantal delen zoals je ziet. Het begint met een voorstoep van 1,5μs (c). Daarna volgt de eigenlijke lijnsynchronisatiepuls (d) van t4,7μs. Vervolgens komt de achterstoep: het stuk tussen d en b, waarin de voorbereiding voor het schrijven van de volgende lijn plaatsvindt. Het duurde natuurlijk even voor het magnetisch veld in de afbuigspoelen weer tot rust gekomen was, vandaar dat de achterstoep wat langer is. Daar middenin zie je een burst (e): dat is de Color burst waarmee de kleuren subdraaggolf gesynchroniseerd wordt in kleuren TV's. In een zwart-wit signaal is dit dus niet aanwezig.

En dan is er een reeks lijnen geschreven (312,5 om precies te zijn), en dan moet de elektronen-straal van rechtsonder naar linksboven - of naar midden boven, net welk deel van de lijnen aan de beurt is om geschreven te worden: de even of de oneven lijnen. Daarvoor wordt een rastersynchronisatiepuls gebruikt en die is nog even wat complexer dan de lijnsynchronisa-tie, zie het plaatje hieronder. Het raster-synchronisatie-signaal wordt voorafgegaan en gevolgd door zogenaamde egalisatiepulsen. De breedte van deze pulsen is de helft van de normale lijnsynchronisatiepuls, namelijk 2,35 μs. De synchronisatiepulsen die op de eerste reeks van vijf egalisatie-pulsen volgen zijn aanzienlijk breder, namelijk 27,3 μs. Het startpunt van alle pulsen met de dubbele lijnfrekwentie valt om de twee pulsen samen met het moment waarop oorspronkelijk een lijnsynchronisatie-puls zou hebben gevallen. In de twee tekeningen is dit met pijltjes aangegeven. De detailtekening geeft





de verhouding weer tussen egalisatiepuls (p) en rastersynchronisatiepuls (q). Opvallend is dat het interval tussen twee rastersynchronisatie-pulsen precies gelijk is aan de breedte van een lijnsynchronisatiepuls, echter met tegengestelde polariteit.



De grote breedte van de rastersynchronisatie-pulsen maakte het in de TV-ontvanger mogelijk een condensator tot een zodanig niveau op te laden dat het activeren van de rasterterugslag mogelijk is. Daar egalisatie en synchronisatie telkens uit vijf pulsen bestaan, duurt elke pulsreeks 2,5 H(orizontale pulsen) oftewel 160 µs. Het totale rastersynchronisatiegebeuren neemt dus 480 µs. in beslag. Het geheel vindt aan het begin van de raster-blanking plaats, die in totaal 25 H oftewel 1,6 ms duurt. Tot zover het technische stukje over hoe een beeld werd opgebouwd. Maar ja, toen wilde men ook graag kleur kijken. En dan het liefst zo, dat het compatibel bleef met de zwart-wit toestellen.

Ik stipte al even de color-burst aan. Die verstoorde het zwart-wit beeld gelukkig niet, maar was wel noodzakelijk voor de kleurentelevisies. Eigenlijk werd een videosignaal net zo opgebouwd als een stereosignaal: bij een stereo signaal wordt het links min rechts (L-R) signaal op een aparte hulpdraaggolf gemoduleerd, 38kHz van de draaggolf. De aanwezigheid van de halve hulpdraaggolf, de 19kHz piloottoon, was voor veel ontvangers het signaal om het stereo lampje te laten branden... Het hoofdsignaal bevatte beide kanalen (L+R), waardoor deze ook te horen waren op een mono ontvanger. In een stereo ontvanger werden de twee aparte kanalen weer teruggewonnen door het gedemoduleerde hulpdraaggolfsignaal bij het hoofdsignaal op te tellen (L) of er vanaf te trekken (R). Dan krijg je immers:

(L+R) + (L-R) = 2L

(L+R) - (L-R) = 2R

In een kleurensignaal gebeurt het niet veel anders. Er wordt gebruik gemaakt van een 4.433.618,75MHz hulpdraaggolf waarop in kwadratuurmodulatie twee kleurverschilsignalen gemoduleerd worden". Opa stopte even omdat hij Pim's blik nu wazig zag worden. "Bij kwadratuurmodulatie kan je meerdere signalen tegelijk versturen door gebruik te maken van zowel amplitude- als fasemodulatie. Bij stereo had je maar twee signalen: links en rechts. Maar bij een kleurensignaal heb je drie signalen: Rood, groen en blauw, de primaire kleuren waar alle andere kleuren uit gemaakt worden. Net als bij het stereo signaal, bestaat het hoofdsignaal uit de som van alle signalen: rood plus groen plus blauw. Dat wordt het Luminantie signaal genoemd: het signaal waar alle helderheids-informatie in zit. Dit wordt aangegeven met de letter Y. De kleurencomponent ofwel het chrominantie signaal wordt aangegeven met de letters U en V. Het U-signaal wordt dan gemaakt door Y af te trekken van het blauwe signaal uit het originele RGB, en het V-signaal door Y af te trekken van het rode signaal. Dit kan gemakkelijk met een analoog schakelingetje worden gerealiseerd. Een ander voordeel van YUV is dat het signaal gemakkelijk kan worden gemanipuleerd om enige informatie gericht te verwijderen om bandbreedte te besparen. Het menselijke oog heeft namelijk een vrij lage kleurenresolutie: de hoge-resolutie kleurenbeelden die we zien worden door ons visueel systeem verwerkt door een hoge-resolutie zwart/witbeeld te combineren met een lage-resolutie kleurenbeeld. Standaarden als het Europese PAL en het Amerikaanse NTSC gebruiken deze feiten in hun voordeel en reduceren de signaal-bandbreedte voor de chrominantie aanzienlijk. NTSC bewaart slechts 11% van het originele blauw en 30% van het originele rood en gooit de rest weg. Bij PAL is de situatie iets beter maar ook hier worden grote hoeveelheden data verwijderd. Aangezien groen al in het Y-signaal wordt gecodeerd, hebben de overgebleven signalen van U en van V een wezenlijk kleinere bandbreedte dan zij zouden hebben als de originele RGB-signalen of de onaangepaste YUV-signalen zouden zijn verzonden.

Natuurlijk vermindert dit proces de beeldkwaliteit. In de jaren 50, toen de kleurentelevisie werd ontwikkeld, was dit niet echt van belang omdat de toenmalige weergeefapparaten geen beelden konden tonen met een kwaliteit die beter was dan de kwaliteit van het ontvangen televisiesignaal. Maar vandaag de dag kan een moderne televisie meer informatie tonen dan in de uitgeklede signalen te vinden is. Dit heeft geleid tot een aantal initiatieven om beelden op te nemen met zo veel mogelijk behoud van het originele YUV-signaal, zoals S-Video op videorecorders. YUV wordt ook gebruikt als het standaardformaat voor de tegenwoordige videocompressiealgoritmen, waaronder mpeg-2 dat in digitale televisie en bij DVDs wordt gebruikt. Het professioneel CCIR 601 niet gecomprimeerd digitaal videoformaat gebruikt ook de YUV-signalen, vanwegene de compatibiliteit met de gangbare analoge videoformaten, die dan gemakkelijk in om het even welk nodig uitvoerformaat kunnen worden gemixt.

YUV is een veelzijdig formaat dat gemakkelijk naar andere gangbare videoformaten kan worden omgevormd. Bijvoorbeeld als men de U- en V-signalen op kwadratuurfasen van een hulpdraaggolf amplitude-moduleert, dan kom je uit op één enkel signaal genaamd C, voor chroma, waarmee het YC-signaal gevormd kan worden en dat is weer bekend als S-Video. (Voor NTSC, bij PAL ligt het complexer.) Als je de Y- en C-signalen bij elkaar optelt, dan kom je uit op composietvideo, afspeelbaar op vrijwel elk televisietoestel. Elk van deze modulaties kan gemakkelijk met behulp van eenvoudige elektronische schakelingen worden gemaakt, alleen is de demodulatie vaak heel moeilijk. Omdat dvd-spelers met het YUV-signaal werken, kunnen deze eenvoudig worden gemaakt, omdat het YUV-signaal eenvoudig om te vormen is tot S-Video of composietvideo en ook tot de originele RGB-signalen ten behoeve van de scart-connector. Overigens is dit een versimpelde weergave, aangezien het bouwen van een kwalitatief goede PAL-encoder degelijke elektronica vergt. Vaak wordt in het verre oosten echter goedkope elektronica gebruikt (voor NTSC afdoende) en veel apparatuur zoals dvd-spelers en VGA-kaarten leveren een ronduit slecht PAL-signaal af. Het verdient bij dit soort apparatuur de aanbeveling indien mogelijk de scartconnector in RGB-mode te gebruiken.

Maar ja, toen kwamen de 16:9 breedbeeld schermen: tegenwoordig de standaard. Hoe vertel je een televisie nou wat voor soort uitzending of beeldbreedte het is? Daar heeft men ook wat op verzonnen: Wide Screen Signalling. Daarvoor wordt in beeldlijn 23, die nog net voor de start van het zichtbare beeld zit (beeldlijn 25), een run-in code en vervolgens een start code gestuurd, gevolgd door 14 bits met informatie. Ik ga je niet alle bits uitleggen: als je die wilt weten moet je maar eens Googlen op Wide Screen Signalling. Maar de eerste vier bitjes vertellen het apparaat wat voor soort signaal er wordt aangeboden:

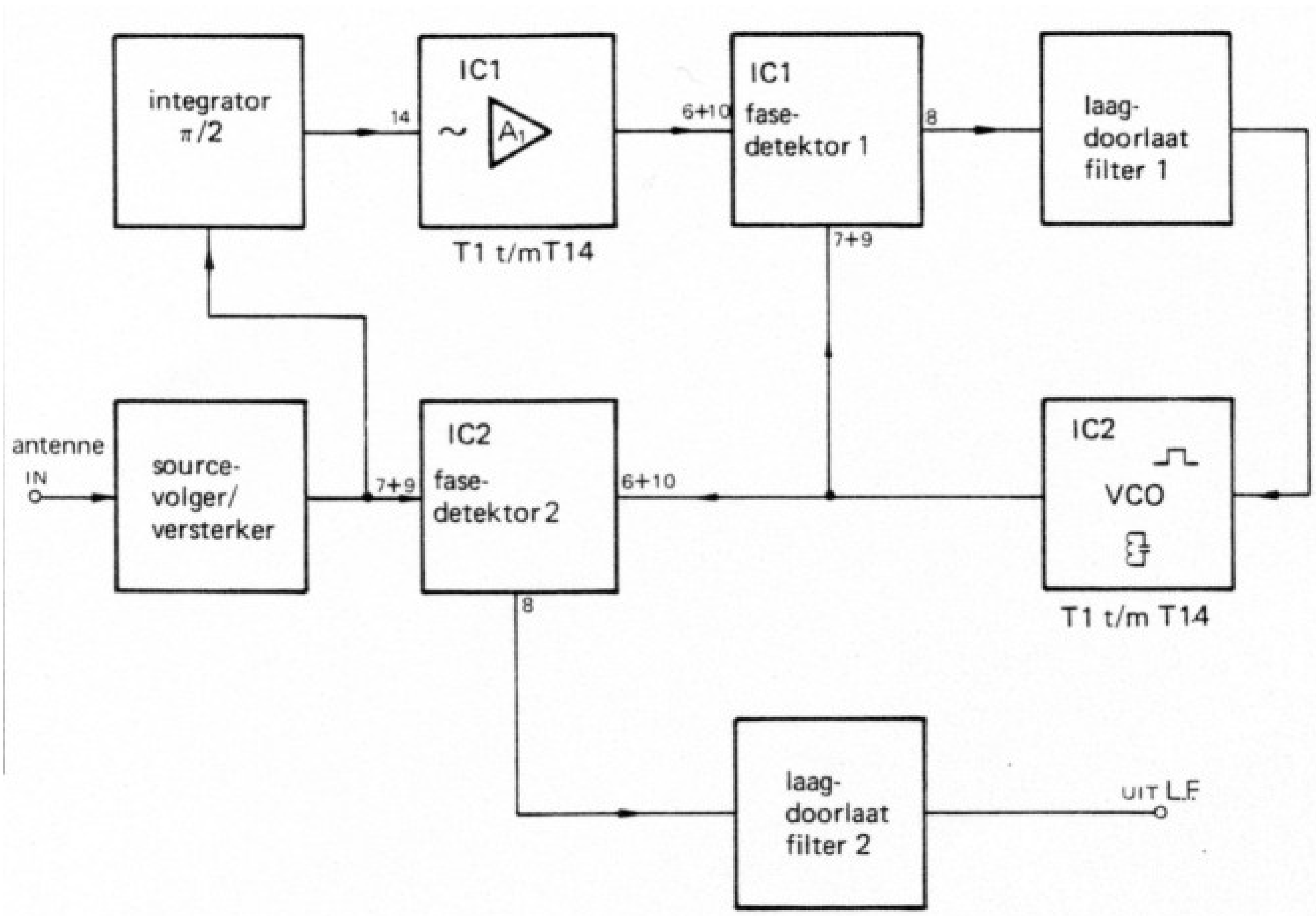
b00	b01	b02	b03	Aspect ratio	Picture placement	Active lines
0	0	0	1	4:3	Full	576
1	0	0	0	14:9	Letterbox centre	504
0	1	0	0	14:9	Letterbox top	504
1	1	0	1	16:9	Letterbox centre	432
0	0	1	0	16:9	Letterbox top	432
1	0	1	1	>16:9	Letterbox deeper than 16:9	<432
0	1	1	1	14:9	Full-height 4:3, framed to be "14:9-safe"	576
1	1	1	0	16:9	Full-height 16:9 (anamorphic)	576

De andere bits geven informatie over diverse modes: Of er surround geluid bij zit of niet, of er ondertiteling bij zit, of copyrights van toepassing zijn etc. Zo heel af en toe moet ik wel eens een video signaaltje bekijken, en dan is het handig als je weet hoe het opgebouwd moet zijn", besloot Opa. "Pfff, ik kijk gewoon Netflix op mijn telefoon, heb ik helemaal geen last van die video signalen", zei Pim. "Tot je je PC met HDMI op je 40 inch TV aansluit", zei Opa. "Want HDMI ondersteunt YCbCr, en dat is weer af te leiden van de YUV signalen die ik je net beschreef". Pim trok een scheef gezicht. "Zolang het maar een scherp beeld geeft, vind ik het allemaal best. Maar dat wil niet zeggen dat ik uw uitleg niet interessant vond, hoor!" voegde hij er snel aan toe, en drukte de piepende monitor uit.

Synchrone AM ontvangst

Op 9 februari vond de 66e herdenking van de watersnoodramp plaats, die op 1 februari 1953 Nederland in haar slaap verraste. Ter gelegenheid van de herdenking waren een aantal stations in de lucht op 3705kHz, vlak bij het oude "Kanaal 3700" waarop in 1953 de verbindingen met het verdronken land plaatsvonden. Ik had me voorgenomen om te proberen PA66ZRK te werken in AM, maar dat is me niet gelukt. Men deed verwoede pogingen om de frequentie enigszins schoon te houden van het altijd en eeuwige contestgeweld dat elk weekend voor een echte amateur volledig vergalt, door met 120W carrier en 400W PEP in de lucht te blijven tijdens de rustperioden van PA66ZRK. Mijn signaal werd wel gehoord, en er werd ook vastgesteld dat ik PA3CNO uit Zoetermeer was, maar tot een echt QSO kwam het niet. Mijn 25W carrier uit de FT857 redde het niet. Ik probeerde nog mijn oude FT101 onder stoom te brengen, waarmee ik 50W carrier en 200W PEP kan maken, maar dat extra halve S-puntje zette ook geen zoden aan de dijk. Mijn antennesituatie helpt daar ook niet bij: een 2x 13m inverted-V waarvan het stralingspatroon oost-west maximaal is, terwijl de stations zich ten zuiden van mij bevonden... Ik kon me het gevoel van Peter Hossfeld goed voorstellen, hoe hij met zijn flessenzender verwoede pogingen moest doen om gehoord te worden in de bewoonde wereld. Neem daarbij de enorme stoornevel die 80m in de stad meestal ongenietbaar maakt, en de huidige slechte condities voor verbindingen op de korte afstand, en dan heb je de verklaring voor het niet lukken van de verbinding wel compleet.

Wat vroeger in de ochtend ging het nog wel, maar hoe verder de ochtend vorderde, hoe slechter de signalen werden. Niet alleen werden de signalen zwakker, maar er was duidelijk ook sprake van selectieve fading, waarbij het signaal vervormde tot bijna SSB, doordat de beide zijbanden van het AM-signaal kennelijk met verschillende sterkte doorkwamen. Ik herkende dat uit de tijd dat ik nog op de middengolf naar Radio Luxemburg luisterde in mijn jonge jaren. In de loop van de tijd heeft men wel pogingen gedaan om voor dat soort storingen een oplossing te zoeken: al jaren geleden gebruikte men daarvoor Synchrone AM-ontvangst. Bij deze techniek wordt de draaggolf van het AM-signaal gebruikt om met het eigen signaal te mengen. Daarvoor zijn twee methoden om dat te realiseren: bij de eerste methode wordt een PLL (Phase Locked Loop) gebruikt die een oscillator lockt aan de draaggolf van het ontvangen signaal. Het aldus met de draaggolf gesynchroniseerde oscillatorsignaal wordt weer gemengd met de draaggolf, waardoor het laagfrequent overblijft. Feitelijk is dit Direct Conversie ontvangst, alleen met een oscillator die synchroon loopt met de originele draaggolf. Bij de tweede methode wordt het originele signaal afgetakt, en vervolgens fors versterkt totdat het signaal vastloopt waardoor de amplitudemodulatie verdwijnt en er uitsluitend een blokgolf signaal overblijft met constante amplitude. Ook dan heb je een signaal met exact dezelfde frequentie als de originele draaggolf, en als je die weer mengt met het originele signaal hou je het laagfrequent signaal over. De voordelen die aan deze demodulatiemethode werden toegeschreven, waren o.a. veel minder last van vervorming, selectieve fading, en een betere audiobandbreedte en selectiviteit. In het decembernummer van het hobbyblad Elektuur uit 1972 (!) stond een schakeling waarmee synchrone AM-ontvangst mogelijk was. Deze schakeling maakte gebruik van twee TBA120(S) geïntegreerde schakelingen om de synchrone ontvangst te realiseren. In die tijd een uitermate gangbaar IC, maar tegenwoordig een hoop minder gangbaar. De bekende leveranciers zoals Conrad, Reichelt en Mouser hebben 'm niet meer, maar bij de Delta Electronic's Online Shop staat hij op voorraad voor €1,82 en Electronica Onderdelen Online heeft de TBA120S nog.



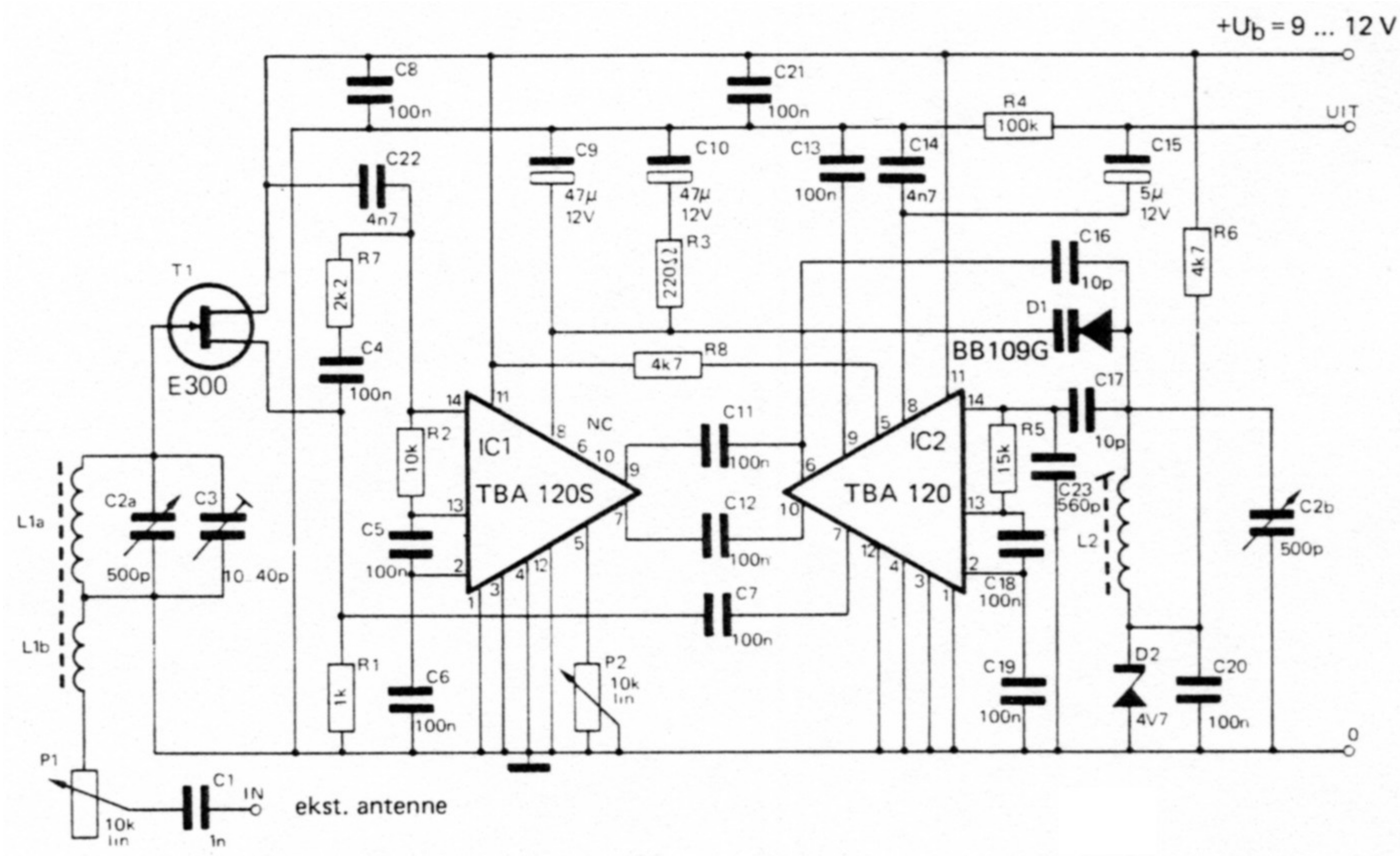
Zoals in bovenstaand blokschema te zien is, gebruikte Elektuur de eerste methode: een met behulp van een PLL gelockte oscillator. Het volledige schema vind je op de volgende bladzijde. De koppeling aan de antenne geschiedt met een impedantietransformator waarvoor een FET wordt gebruikt. Vanwege zijn goede hoogfrequent eigenschappen wordt hiervoor een E300 als sourcevolger geschakeld.

De gate aan de parallelkring met L en C heeft bovendien als voordeel dat een opslingering van het afgestemde signaal optreedt. Voor L1a worden namelijk 50 windingen opgegeven, en voor L1b 5. Daar win je al een factor 10 mee. Hierna wordt het signaal gesplitst in 1 pad voor lineaire verwerking en 1 pad voor de PLL.

Het PLL pad geschiedt door het signaal eerst te integreren met een RC netwerk voor 90°, waarna een fikse versterking plaatsvindt met de transistoren T1 t/m T18 uit de TBA120S. Het blijkt dat dit IC voor het middengolfgebied 12 dB meer versterking oplevert dan bij de 10,7 MHz waar hij meestal gebruikt werd in FM MF strips. De versterking ligt nu tussen 3000 en 4000 keer. Het versterkte signaal komt vervolgens aan bij een fasedetektor met laagdoorlaatfilter. De bandbreedte van het fasegeregelde signaal is door de RC-tijd van het filter (C9 en de inwendige R30, 2k6) slechts 7 Hz.

Door de configuratie van de TBA120, waarbij de aansluitingen voor een optimale benutting in de elektuurschakelingen niet op de juiste plaats zitten, moet genoegen worden genomen met een ongevoeliger aansluiting 7+9 voor fasedetector 2. Niettemin is met de huidige configuratie ook wel te werken en met bijzonder goed resultaat.

De met LC afgeregelde VCO biedt een ideale blokgolf aan de fasedetectoren aan met als beperking voor fasedetektor 2 dat dit op de ongevoelige ingang geschiedt. De VCO (spanningsgeregelde oscillator) wordt



opgebouwd met de transistoren T1 t/m T14. Het laagdoorlaatfilter 2 heeft tot taak HF-resten uit het laagfrequent signaal te onderdrukken. Bij het mengen ontstaan immers de som- en verschilsignalen van de toegevoerde signalen, en in het resultaat is behalve het laagfrequent (verschilsignaal) ook de dubbele draaggolf-frequentie (somsignaal) aanwezig. En die moet uitgefilterd.

De toepassing van de TBA120S heeft als voordeel dat de lock-in gevoeligheid groter is dan bij gebruik van de TBA120. Hoewel de prestaties van de ontvanger afnemen als de voedingsspanning lager wordt dan ca. 8 V, bleek de oscillator van het prototype nog uitstekend te werken bij een spanning van slechts 2,4 V.

T1 is geschakeld als sourcevolger, waardoor de ingangskring niet belast wordt. Tevens wordt aanpassing verkregen voor de laagohmige ingangen van de TBA120's. C22 en R7 vormen een integrerend netwerkje, zodat het signaal op punt 14 van IC1 90° in fase verschoven is ten opzichte van het signaal op punt 9 van IC2. Aangezien de PLL eveneens 90° fasedraaïng veroorzaakt, zijn de signalen op de punten 6 en 9 van IC2 in fase of 180° in fase verschoven, wat voor de werking van de productdetector geen verschil maakt.

Het loopfilter wordt gevormd door C9, C10, R3 en een interne weerstand van ca 2k6 in de TBA120. De bandbreedte bedraagt ongeveer 7 Hz, waardoor de geregenereerde draaggolf nagenoeg vrij is van ruis-, stoor- en modulatie-componenten. De geringe bandbreedte heeft bovendien het voordeel dat gelockt kan worden op zenders met slechts een paar honderd Hz frequentieverschil.

De lock range en de capture range worden onder meer bepaald door de capaciteits-verhouding van D1 en C2b en zijn dus het grootst als de afstemcondensator geheel is uitgedraaid. De genoemde grootheden worden geregeld door middel van P2 en zijn minimaal als P2 = 0 Ω en maximaal als P2 = 10k. De stabiliteit is zeer goed omdat de kring L2 - C2b met kleine condensatoren aan IC2 verbonden is.

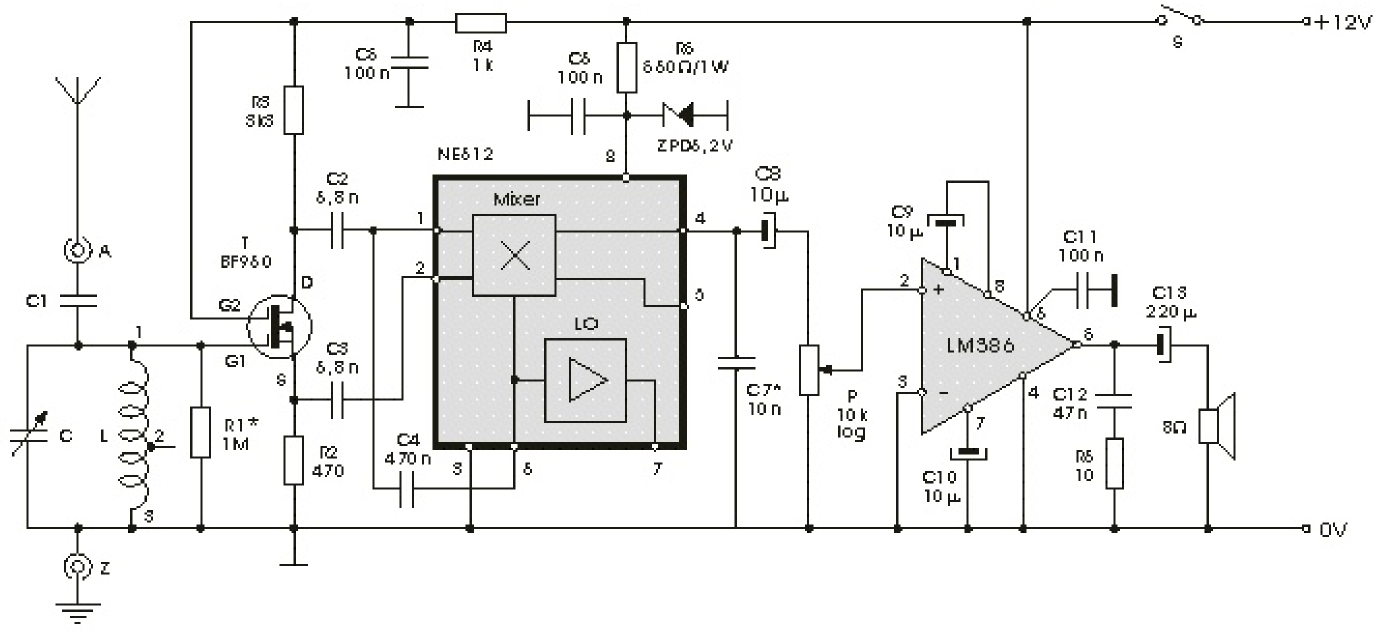
De audiobandbreedte wordt bepaald door C14

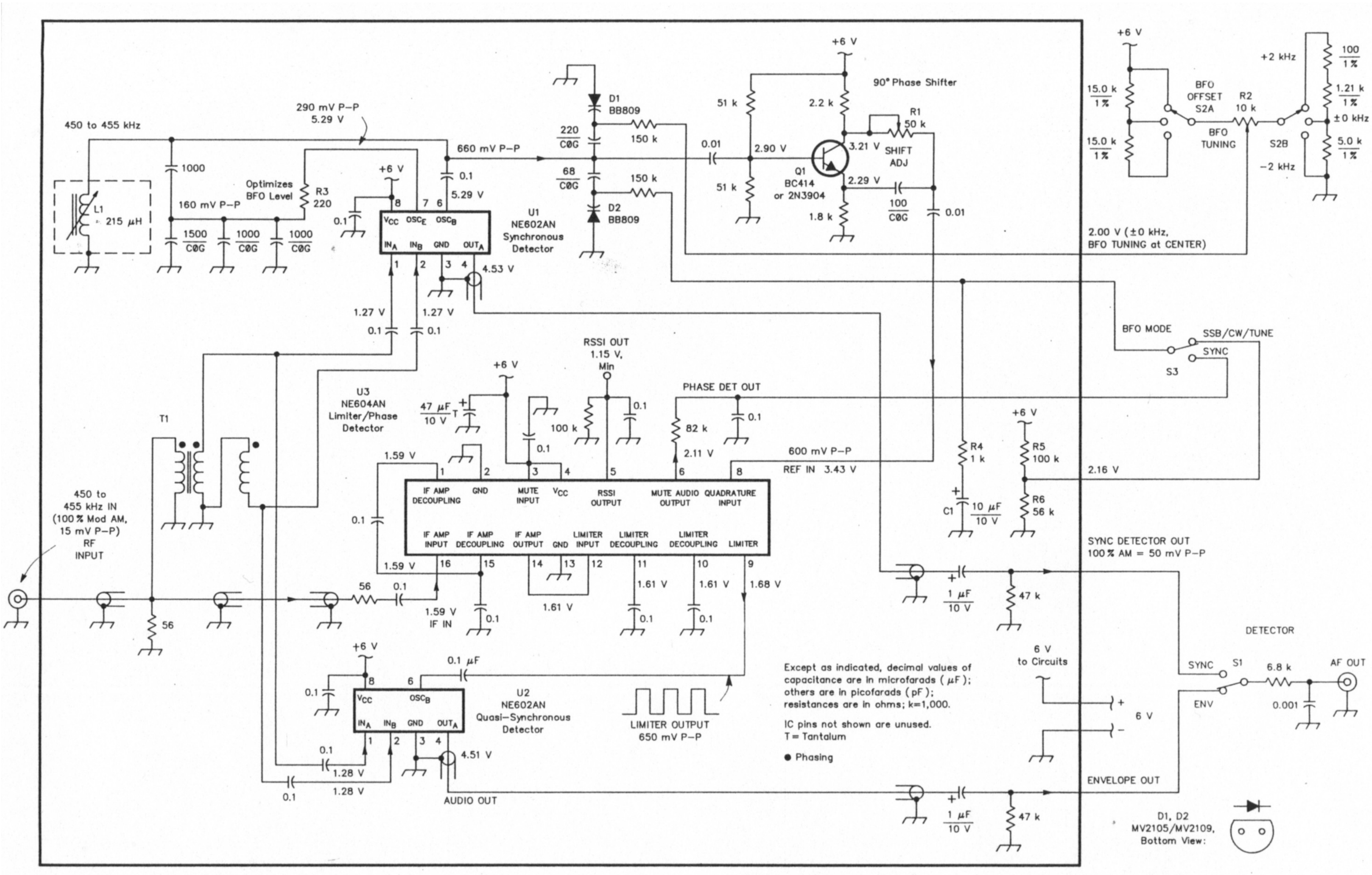
en een interne weerstand van IC2 (2k6) en bedraagt ca. 10 kHz. Aangezien bij een productdetector de hoogfrequent bandbreedte gelijk is aan twee maal de laagfrequent bandbreedte, heeft men in principe de mogelijkheid tot continuregeling met de versterkertoonregeling. Een grote flanksteilheid kan worden verkregen door toepassing van actieve laagfrequent filters.

Wil je de schakeling echt gaan bouwen, dan heb ik wel meer informatie over de onderdelenwaarden en spoelen.

Het Amerikaanse blad QST publiceerde eveneens een PLL synchrone AM detector, maar nu op een vaste frequentie van 455kHz. Dat kan je bijvoorbeeld gebruiken in plaats van de bestaande detector van je (buizen) ontvanger. Het schema daarvan zie je op de volgende bladzijde. Voor het luisteren naar omroepstations zijn dit prima oplossingen, maar voor amateurrondjes zoals op 3705kHz plaatsvinden, zijn synchrone detectors op basis van PLL wat minder geschikt. K4KYV zegt daarover: "Het grootste nadeel van synchrone AM detectie is dat in de meeste amateurrondes de stations niet zero-beat zijn ten opzichte van elkaar, en als de volgende in het rondje de microfoon krijgt dan duurt het 2-3 seconden of meer voordat de PLL lockt op de nieuwe draaggolffrequentie, tenzij ik even met de hand afstem. Als iemand even een kort commentaar geeft of probeert zich in te melden in het QSO, dan mis ik dat compleet. In een AM QSO waar snel van microfoon gewisseld wordt, kan je synchrone detectie wel vergeten. Dan schakel ik om naar mijn omhullende detector".

Dan nog een schema van de tweede catergorie: dat zie je in het plaatje hieronder. Het ingangssignaal dat over (C, L) staat wordt aan de BF960 MOSFET toegevoerd. De signalen die daardoor op Source en Drain staan, zijn 180° in fase gedraaid ten opzichte van elkaar, en worden via koppelcondensatoren C2 en C3 toegevoerd aan pennen 1 en 2 van de NE612, en dat is de ene input van de mixer. Op de andere mixer ingang wordt via C4 het Drain signaal toegevoerd, wat na menging het LF signaal op pin 4 oplevert. This signaal wordt via C8 toegevoerd aan de LF versterker. De ongewenste HF component wordt afgevoerd via condensator C7. Op deze manier hoef je dus niet te wachten op locken van een PLL. Maak je van de ingang een MF transformator van 455kHz, dan kan je deze schakeling in de plaats van een bestaande detector zetten. Het is allicht de moeite waard om onderstaande schakeling een keer te proberen. Je hebt er maar 2 IC's en een FET voor nodig, en de winst die je behaalt bij signalen die vervormd zijn door selectieve fading, is groot. En daarmee hoor je dan signalen die anders ongenietbaar zouden zijn.



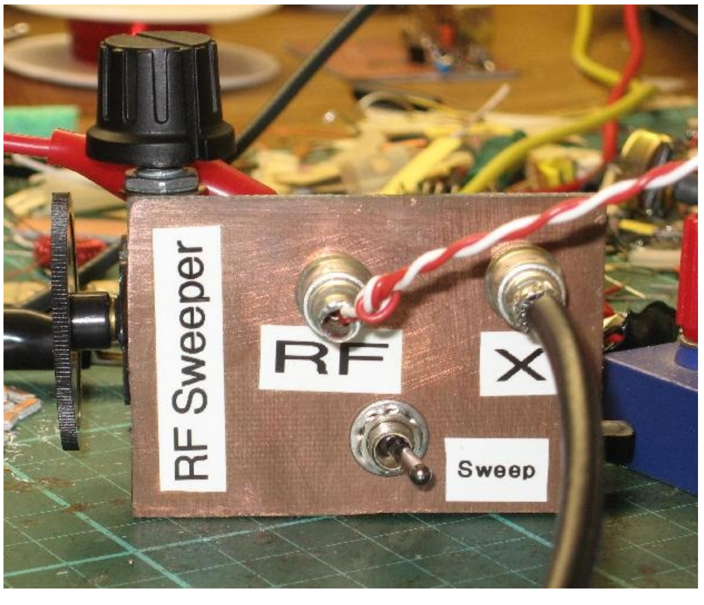


Synchrone AM-detector met PLL uit QST

Analoge Sweep Generator

In deze tijden van digitaal geweld is het bijna ondenkbaar dat je nog iets analoogs doet. Waarom zou je als het digitaal ook kan, en digitaal is beter, toch? Soms wel. Ik zou mijn Sweeperino niet graag inruilen voor dit analoge ontwerp. Maar toch: vooral als je real-time zit te prutsen, is het fijn als je direct ziet wat het gevolg is van wat je doet. De Sweeperino moet eerst een run maken, en dan zie je de resultaten pas op het scherm. Daarnaast is de Sweeperino ook wat minder geschikt voor het afregelen van MF-filters, mede om deze reden: je moet iets veranderen, weer een single sweep doen, kijken wat het resultaat is, aanpassen, weer een single sweep enzovoorts. Deze sweeper doet dat continu, waarbij je op een oscilloscoop meteen het resultaat ziet. Neem daarbij de eenvoudige opbouw en lage kosten, en dan is dit een toch wel mooie toevoeging aan het meetarsenaal.

Er zijn op het internet meer RF sweeper ontwerpen te vinden als je er in geïnteresseerd ben: die van VK5BR is bijvoorbeeld een bekende. Die is goed doordacht met gekalibreerde sweepbreedte en menging met externe generator. Maar het ontwerp van JF1OZL is veel makkelijker om te bouwen: die zet je in 2 uur in elkaar. Ondanks wat nadeeltjes die we zo zullen bespreken is dit een uitermate bruikbaar testapparaat.

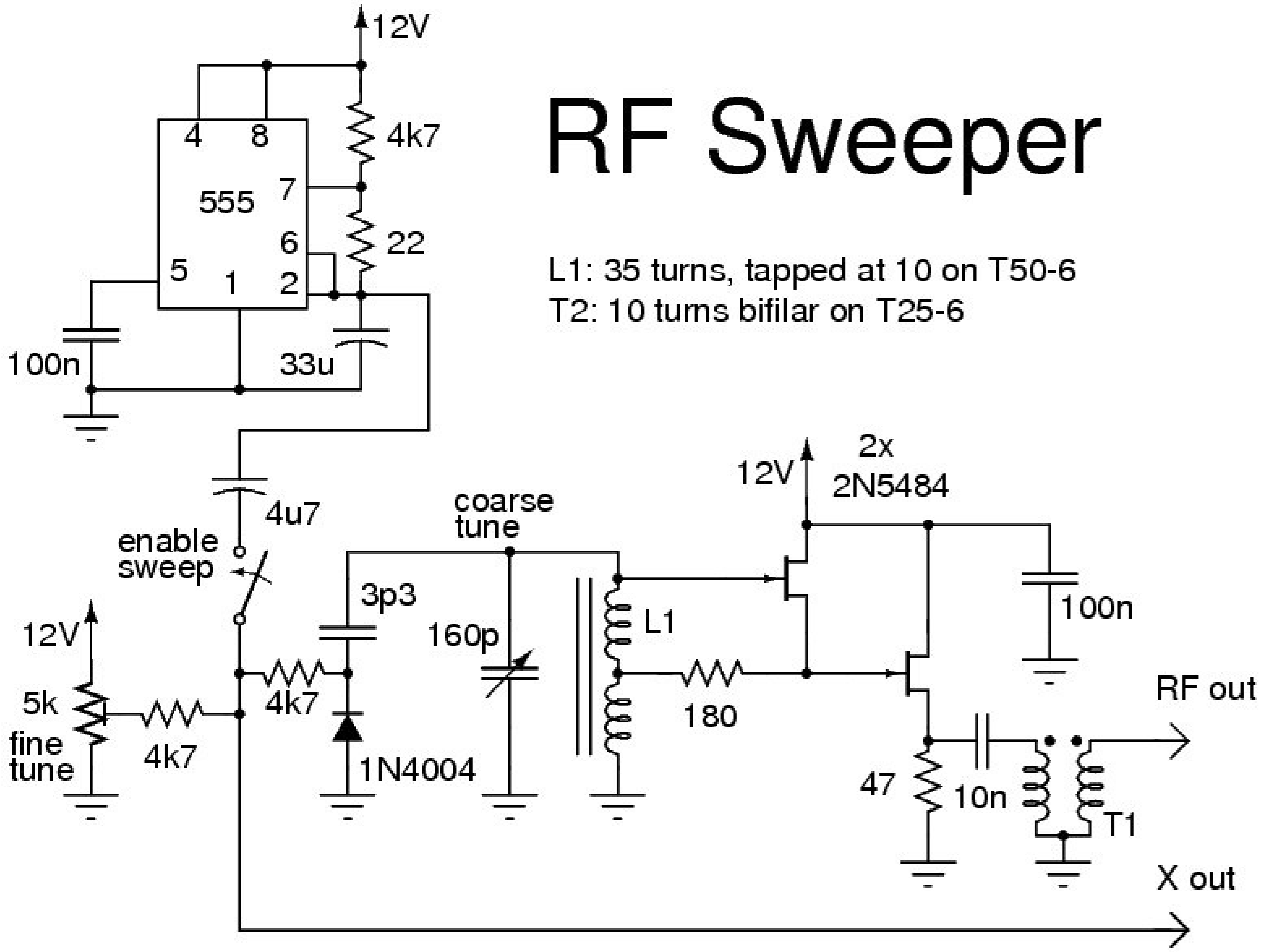


Het schema van de sweeper vind je op de volgende bladzijde. Het hart van de schakeling is een VCO gebaseerd rond een basic JFET Hartley oscillator. De oscillator wordt gebufferd met een tweede JFET en het signaal wordt afgenomen via een bifilair gewikkelde transformator. De VCO functionaliteit wordt gerealiseerd met behulp van een varicap diode, en de tijdbasis wordt gevormd door het bekende 555 timer IC.

Voor de "varicap" diode wordt een gewone 1N4004 gebruikt, en verder 2N5484 FETs. Eventueel J310 of BF245 zouden het ook moeten doen. Een plastic AM-transistorradio afstemcondensator (onderdelenbeurs!) wordt gebruikt om de frequentie in te stellen. JF1OZL gebruikt een potmeter voor de fijnafstemming van de frequentie, maar alleen als het signaal niet gesweept wordt. In deze versie wordt de varicap altijd van spanning voorzien, en wordt het tijdbasissignaal toegevoerd via een condensator zodat de frequentie links en rechts van het instelpunt varieert dat ingesteld wordt door de combinatie van de afstemcondensator en de varicap. Het moge duidelijk zijn dat dit wat beperkingen geeft met betrekking tot de lineairiteit en de breedte van de sweep, maar in de praktijk werkt het allemaal best goed.

De hier beschreven opstelling stemt af van 4.5 - 13.7 MHz met de aangegeven waarden van de componenten.

Als je een variabele sweepbreedte wilt hebben, of sowieso een bredere sweep, dan kan je de 3p3 koppelcondensator vervangen door een trimmer. Heb je een kleinere sweep nodig dan met de minimumcapaciteit van de trimmer te realiseren is, zet dan een 5k potmeter in serie met het tijdbasissignaal voordat dit aan de varicap toegevoerd wordt, om de amplitude te reduceren (maar je kunt ook de 3p3 koppelcondensator vergroten en de sweepbreedte alleen maar regelen met de



Het schema van de sweeper. De verwijzing naar T2 moet natuurlijk T1 zijn.

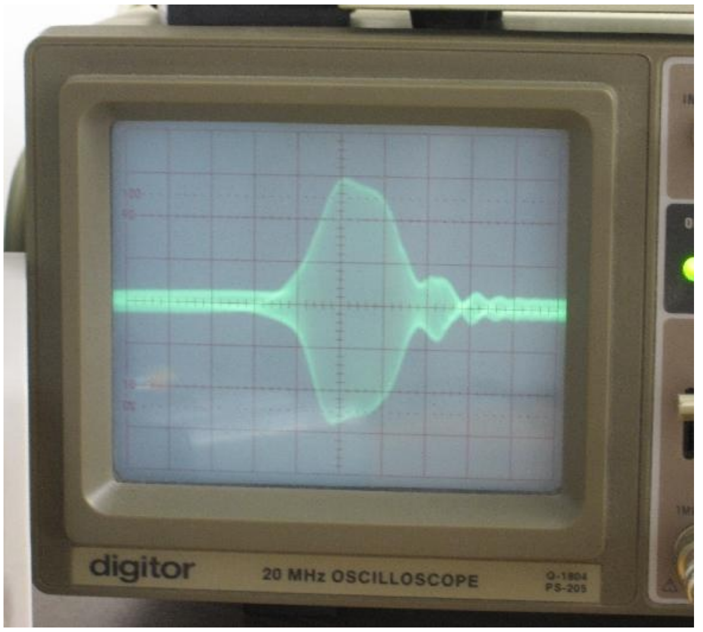
amplitude van het tijdbasissignaall - en misschien wil je ook het bereik van de DC fijnafstemming beperken om de varicap in te stellen binnen een redelijk beperkt lineair bereik). Helaas kan deze sweepbreedte niet direct gekalibreerd worden, omdat de effectiviteit van de capaciteit varieert met de instelling van de hoofd-afstemcondensator. Je zou een vaste frequentie kunnen gebruiken voor de generator, en een mixer toevoegen aan de uitgang zodat je net zoiets krijgt als de VK5BR sweeper, waardoor je wél de sweepbreedte kunt kalibreren. Maar dat maakt het weer een stuk complexer...

Er is geen extra uitgang toegevoegd voor een frequentieteller. In plaats daarvan kan je een 12dB verzwakker aan de uitgang plaatsen en dat toevoeren aan de frequentieteller.



Prototype opbouw volgens de dode kever methode op een stuk dubbelzijdig printplaat. De batterijclip suggereert voeding met een 9V batterij.

Hiernaast zie je een screenshot van de meting van een 11,98 MHz kristalfilter dat met behulp van de sweeper afgeregeld is. De -20 dB breedte is ongeveer 4,5 kHz. Dit kan je bepalen door de sweep uit te schakelen en de fijnafstemming te gebruiken om de oscillator met de hand door het filter heen te draaien. In combinatie met een frequentieteller (het is handig om het signaal te beluisteren op een HF ontvanger) kan je de filter respons vastleggen en de bandbreedte bepalen.



Beperkingen

De terugslag van de oscilloscoop beeldlijn kan een probleem zijn, waardoor het beeld strepen vertoont. Een blanking schakeling kan dit probleem oplossen, en is makkelijk te maken door de uitgang van pin 3 van de 555 te nemen en die gebruiken om de HF output of het gedetecteerde signaal te onderdrukken richting de Y-input van de scoop.

De buffering van de oscillator is onvoldoende. De belasting kan de oscillator van zijn plek trekken, en soms een heel eind. Kristalfilters bijvoorbeeld staan erom bekend de oscillator zo ver te verstemmen dat deze gewoon weigert door de serie resonantie van het filter heen te sweepen. De oscillator springt dan meer dan 1 kHz over het "dode-zone" gebied van het filter, of je nou van boven of van beneden komt in frequentie en het maakt daarbij niet uit hoe voorzichtig je probeert af te stemmen. Dat gebeurt zelfs met een 12dB verzwakker tussen generator en filter. Dat is gelukkig eenvoudig op te lossen, want de verantwoordelijke voor het probleem is de keuze voor een T25-6 kern als uitgangstransformator. Dat zou een FTx-43 ferrietkern moeten zijn, geen poederijzerkern. Verder kan je natuurlijk nog een sourcevolger toevoegen om de buffering te verbeteren.

De sweep is niet lineair. De golfvorm van het afbuigsignaal is exponentieel omdat het eenvoudige 555 timer schakelingetje de condensator laadt via een constante spanningsbron. De tijdbasis is te verbeteren door te laden met een constante stroombron (bijvoorbeeld een op-amp die een driehoeks-spanning opwekt, of een FET stroombron relaxatie oscillator). Daardoor zal de weergave verbeteren doordat er een lineaire sweep ontstaat, zeker bij brede sweeps. Dat is nog verder te verbeteren door de diode in kwestie zorgvuldig in te stellen, en maar kleine spanningsvariaties te gebruiken, zodat je een vrij lineaire V/C karakteristiek krijgt. Het moge duidelijk zijn dat de rest van de schakeling daarvoor aangepast moet worden. Maar de lineairiteit is in de meeste gevallen niet zo belangrijk: over het algemeen kijk je bij dit soort metingen naar de vorm van de doorlaat, niet naar de absolute breedte. Er is dus nog genoeg ruimte voor experimenten met dit soort schakelingen.

QO-100 overpeinzingen

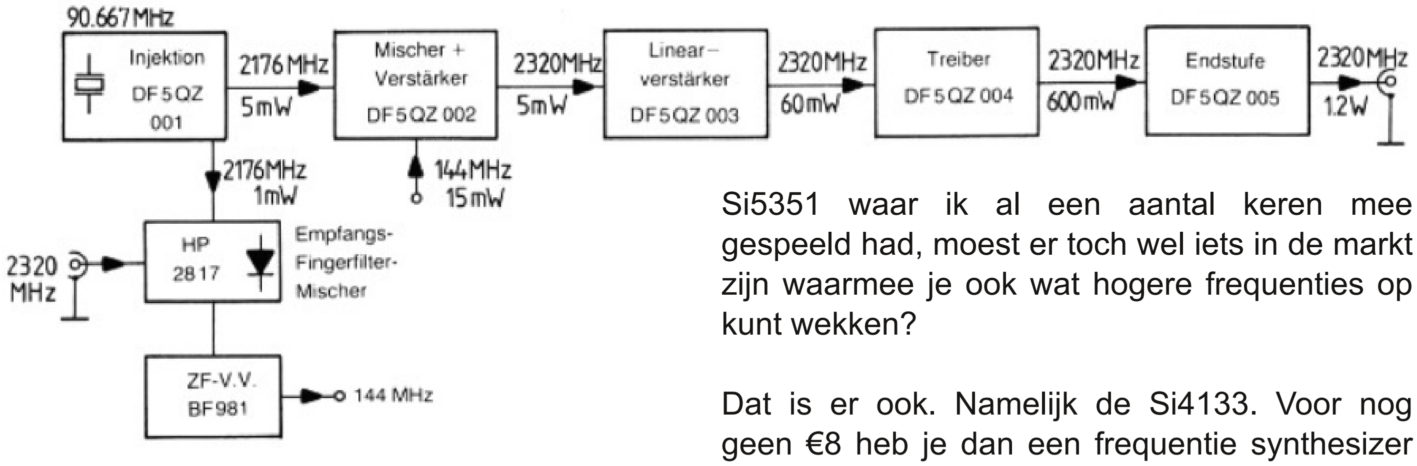
Laten we vooropstellen: Ik ben geen VHF/UHF/SHF/EHF man. Alles boven 30MHz bibbert me veel te hard en kan ik niets mee. Ik heb de spullen niet om het te meten, niet om het te ontvangen, en ontbeer de vaardigheden om het te maken. Een gat in een waterleidingbuis boren, daar een parker indraaien en dan roepen dat je een bandfilter hebt gemaakt, is niet mijn ding. Ik heb niets met dat vloeibare licht. Doe mij de gelijkstroom-banden maar.

En toen kwamen de berichten over de Es'hail-2 satelliet (Qatar Oscar-100). Dat is een geostationaire amateursatelliet die op 25,9 graden oost staat. Het ding heeft een uplink in de 2,4GHz band, en een downlink op 10GHz. Ik zou dat onmiddelijk overgeslagen hebben, als ik ook niet gelezen had dat er een WebSDR beschikbaar is op die 10GHz band. Linkjes aan het eind van dit verhaal. Met die WebSDR kan je gewoon meeluisteren naar wat er over die satelliet uitgezonden wordt. Daarnaast las ik verhalen van amateurs die met 100mW in een schoteltje over die satelliet heen kwamen. Nou is dat gerommel met schotels ook niets voor mij: moet je klooien met brandpunten en stralers en krijg je te maken met kleine openingshoeken en het uitrichten van zo'n ding - veel te veel werk. Maar als 100mW in een schotel werkt, en zo'n schotel heeft laten we zeggen 16dB versterking (wat 40x is, of is het meer??), dan zou 4W in een rondstraler ook moeten werken. En 4W maken op 2,4GHz moet toch wel te doen zijn?

Ik begon eens met op AliExpress te struinen. Daar vind je WiFi "Signal Boosters" tot 10W aan toe. Een 5W exemplaar heb je al voor een paar tientjes, en daar hoef je dan maar een tiental milliWattjes in te sturen. Zou je daar geen eindtrap voor de 13cm band van kunnen maken? Maar ik durfde het niet aan. Er staat namelijk specifiek bij een aantal van die dingen dat ze volgens het TDD systeem werken. TDD staat voor Time Division Duplex en houdt in dat in een vooraf afgesproken hoge snelheid omgeschakeld wordt tussen zenden en ontvangen, waardoor het lijkt of je op een enkele frequentie full duplex aan het doen ben. Daar kunnen ook beveiligingen in zitten voor het geval de zender blijft "hangen". Dat omschakelen tussen zenden en ontvangen doen die boosters volautomatisch op het detecteren van een ingangssignaal. Maar of dat betekent dat ik er gewoon een draaggolf op kan zetten en dat deze er dan ook uitkomt - ik heb mijn twijfels. Het zou goed kunnen dat zo'n "hang"-beveiliging dan de zender afkapt. Dan zou ik in moeten grijpen op de firmware van de booster en ik denk niet dat ik daarbij kan. Toch maar even verder kijken.

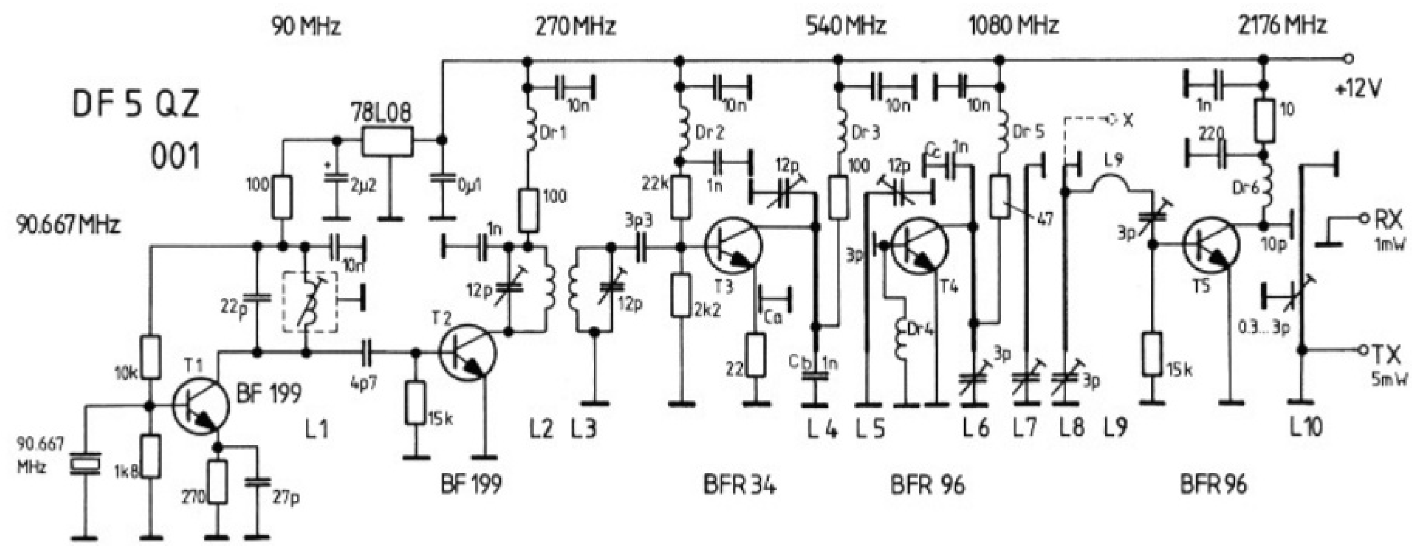

WiFi Signal Booster. 5W output...

Een volgend idee was iets transverter-achtigs. Waarom ook niet: sets heb je meestal wel staan, al dan niet voor 2m of 70cm, dus als je daar wat tegenaan mengt, moet je toch wel op 13cm uit kunnen komen. Ik hoef alleen maar te zenden, in eerste instantie luister ik wel op de WebSDR. Met een beetje googlen vond ik een transverter ontwerp van DF5QZ. Het blokschema en schema vind je op de volgende bladzijde. Dat ontwerp gaat uit van een kristaloscillator ergens rond de 90MHz, waarna eerst verdrievoudiging

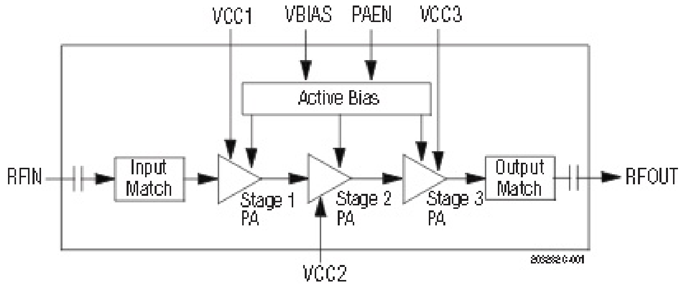


plaatsvindt en daarna nog driemaal verdubbeling. Het aldus verkregen signaal wordt toegevoerd aan een mixer waar op de andere poort een 2m signaal wordt aangeboden, en het resultaat is een signaal op 2320MHz. Nou begint het QO-100 CW-bandje op 2,400.055 GHz maar dat is een kwestie van een ander kristalletje kiezen. Zoals je in het schema kunt zien, is de kristaltrein opgebouwd met discrete componenten die je natuurlijk trap voor trap af moet regelen. Inmiddels beschik ik wel over een redelijke meetset, maar die gaat niet hoger dan 1GHz. Daarmee kan ik misschien net de op een na laatste vermenigvuldiger afregelen, maar voor die laatste trap ben ik dan wel aangewezen op een mede-amateur met geschikte meetapparatuur. Het is een mooi ontwerp, en waarschijnlijk prima geschikt om op te bouwen op dubbelzijdig printplaat (hoewel er oorspronkelijk een print voor ontworpen is), maar eigenlijk vond ik het niet meer van deze tijd. Zeker met mooie IC's als de Si570 en de Si5351 waar ik al een aantal keren mee gespeeld had, moest er toch wel iets in de markt zijn waarmee je ook wat hogere frequenties op kunt wekken?

Dat is er ook. Namelijk de Si4133. Voor nog geen €8 heb je dan een frequentie synthesizer die 3 verschillende VCO's aan boord heeft. VCO1 heeft een bereik van 947-1720 MHz, maar kan ook in Extended Mode gebruikt worden waarbij het bereik 1850-2050 MHz wordt. VCO2 heeft een bereik van 789-1429 MHz en dan is er nog een IF VCO met een bereik van 62,5-1000 MHz. Alles bij elkaar genoeg om heel die kristaltrein te vervangen door 1 IC. Je kunt je voorstellen dat je een en ander instelbaar of afstembaar maakt, waardoor je de transverter kunt gebruiken voor zowel reguliere QSO's in de 13cm band of als uplink zender voor de QO-100 satelliet. Om de Si4133 aan te sturen moet er dan wel op een of andere manier een processor tegenaan geplakt worden, maar aangezien het ding met een I2C bus aangestuurd wordt, moet dat met bijvoorbeeld een Arduino Nano wel te realiseren zijn. Het enige wat dan nog nodig is, is een mixer en een eindtrap om het signaal op een beetje redelijk niveau te krijgen. Maar ook een eindtrap met discrete componenten was iets waar ik liever een moderner alternatief voor had.

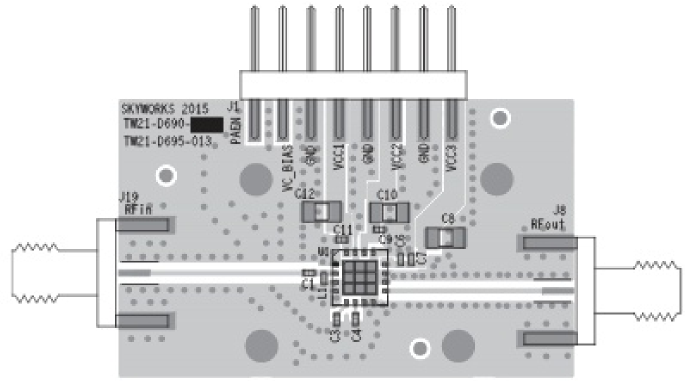


De Skyworks SKY66292-11 is een compleet geïntegreerde 4W versterker voor 2300-2400MHz met een versterking van typical 35,5dB en meet slechts 5x5mm! Mouser verkoopt 'm voor nog geen €10 en volgens de datasheet heb je slechts ontkoppelcondensa-



toren nodig om 'm aan de praat te krijgen. Hij loopt op 5V en heeft verder een Enable signaal nodig van 2V. Nou, dat is ook nog wel te maken. Mijn idee was nu om een Si4133 te nemen en die twee verschillende frequenties op te laten wekken, waarvan ik er één sleutel. Daar een mixer achter, en volgens de specs van de SKY66292 is 6mW voldoende om er 4W uit te krijgen.

In de datasheet van de SKY66292 stond dat de Gerber files voor een testprint beschikbaar waren op aanvraag. Dus de stoute schoenen aangetrokken en Skyworks een mailtje gestuurd of ik die Gerbers kon krijgen. Voor niet ingewijden: Gerber files zijn het resultaat van een print ontwerp programma, en beschrijven de verschillende delen van een print. Dat zijn de layers, het silkscreen, het soldeermasker, de board outlines etc. Die bestanden hoef je alleen maar bij een printenboer over de schutting te gooien en dan krijg je een stel fraaie printen terug. In dit geval zou het een hoop ontwerpperikelen kunnen schelen als ik de Gerbers zou kunnen krijgen. En dat kon ik: binnen 2 dagen had ik de Gerber files in de mail. Ik heb een Gerber Viewer op mijn computer staan, zodat ik die bestanden kan inlezen om zo te kunnen zien hoe de print eruit ziet. En toen bleek dat het ontwerp voor een 4 layer print was. Vermoedelijk omdat de warmte van de SKY66292 afgeleid wordt middels VIA's onder de chip, die verbinding maken met de layers. Je



Printontwerp van de 4W PA

kunt nou eenmaal geen koelvin op een chip van 5x5mm zetten. Een snelle check op MakePCB toonde aan dat de prijs van een print ongeveer kwadratisch toeneemt met het aantal layers. Een printje kwam zo op €128 uit, en dan moet je de rest nog maken. Met het risico dat je nog eens wat opblaast, je die chip niet meer van de print af krijgt en dan of de print sloopt, of nog een exemplaar moet bestellen. Het idee is leuk, maar de kosten wegen niet op tegen het resultaat. Zelfs als het allemaal lukt, dan heb ik alleen nog maar een CW zender en geen ontvanger of mogelijkheid om in andere modes uit te komen. Maar voor het experiment zou het natuurlijk wel leuk zijn...

Wat zijn verder de opties. Via Google kwam ik uit op de site van het Bulgaarse SG-Labs. Die verkopen allemaal amateurspul, waaronder een complete 13cm transverter. 70cm in, 13cm uit. Frequentiebereik van 2300-2425 MHz dus valt zowel de amateur- als de satelliet-band daarbinnen. Uitgangsvermogen typical 2W. Dat is iets minder dan het SKY chippie,



Ali-hark. Doet 25dBi van 2400-2500MHz. 30W max.

maar aan de andere kant: als ik daar zo'n WiFi-hark aan knoop die nog geen $10 kost bij Ali, dan levert dat ding volgens specs van 2400-2500MHz een gain van 25dBi en dat is zo'n 200x in vergelijking met een dipool. Lijkt het net of ik 400W in een rondstraler stop. Daar zou het dan ook nog wel mee moeten lukken. Die transverter kost volgens de media ongeveer €208 en daar hoef je dan niets meer voor te doen. Ook niet voor te bouwen. Maar dat bouwen was het waar het me eigenlijk om ging..

Wat ik misschien nog ga proberen, is om een Si4133 met een Arduino aan zo'n SKY66292 te knopen op een dubbelzijdig print ontwerp. Dubbelzijdig kost niet zoveel, en misschien geeft dat nog voldoende koeling voor die PA chip. Dan ben ik voor een paar tientjes klaar, en heb ik een CW zendertje om over de QO-100 te werken. Maar die transverter lonkt toch ook wel. Ik ben er nog niet uit. Vandaar het kopje "Overpeinzingen"...

Links:

WebSDR: http://bit.ly/2SSEaTh

Si4133: http://bit.ly/2GFPhbG

SG transverter: http://bit.ly/2lrl9Cl

Ali-hark: http://bit.ly/2E2R86K



Afdelingsnieuws

Het begint een hoop beter weer te worden. Tenminste, dat was het op 16 februari zeker. Dus besloot ik om het 72 QRP rondje dat o.a. zaterdag om 0900 UTC plaatsvindt, in de openlucht te gaan draaien. De QRP-loop tuner in de Appie-tas, K1 erbij, een gammele vlieg-accu voor de noodzakelijke voedselvoorziening en lopend op pad naar de picknicktafel bij de AA-plas, niet ver van restaurant de Beren. Waarom die? Die tafel zit wat uit de loop van de honden-uitlaters en dat scheelt een paar uur domme vragen beantwoorden. Dacht ik. Om iets over 10 uur lokale tijd had ik alles in gereedheid en het was al lekker druk in het QRP deel van de 20m band (14.060 +/- QRM). Ik had net de eerste verbinding in het logboekje staan toen ik in mijn ooghoek een politiewagen een U-turn zag maken, en stoppen langs het wandelpad. Twee agenten kwamen in rechte lijn op mij af, en stelden zich voor. "Meneer, u raadt zeker al wat wij willen vragen", begon hij. Dat kon ik zeker wel raden. "Wat zijn wij aan het doen", en dat



had ik goed. Afijn, de agenten in kwestie bleken zelf ex-27Mc-ers te zijn, inclusief illegale 40W lineairs, en waren zeer geïnteresseerd in mijn doen en laten. Mijn logboek werd bekeken, de condities besproken, de antenne bestudeerd, en een van de agenten zette zelfs even een Morse



decoder app op zijn telefoon zodat ze mee konden lezen met wat ik seinde en ontving. Dat duurde meer dan een half uur, en toen belde de XYL om te vragen waar ik zat, want die wilde even komen kijken. Ik zei dat ik bij de Beren was gaan zitten om minder last van aanloop te hebben, waarop de agenten reageerden: "Als we teveel zijn, zeg je het maar hoor. Dan geven we je een bekeuring en gaan we weer verder". Gevoel voor humor hadden ze wel. Kort daarna kwam er een oproep voor ze waar ze op af moesten maar toen was het 72 clubuurtje zowat voorbij. Het bleef die dag dus bij 1 QSO... Weliswaar hoorde ik nog een verdwaalde 72-er CQ roepen, maar op dat moment lukte de verbinding niet. Aanstaande zaterdag (op het moment van dit schrijven is dat 23 februari) worden weer zomerse temperaturen voorspeld, maar ik denk dat ik het rondje maar gewoon in de shack mee doe...

APRS voortgang

Inmiddels zijn de eerste APRS units al gesignaleerd op de kaart, en dat zonder dat we erg veel vragen hebben gekregen. Het lijkt er dus op dat het allemaal duidelijk genoeg was. Op de oproep voor geïnteresseerden voor uitbreidingsprintjes zijn 9 reacties gekomen. Dat komt mooi uit, want Oshpark maakt printjes in batches van 3. De printen zijn inmiddels besteld en zullen met een week of 2 wel arriveren. Oshpark is doorgaans vrij snel met leveren. Zodra ze binnen zijn, neem ik contact op met de aanmelders en na ontvangst van de betaling gaan ze dan op de bus. Nog even geduld dus.

Afdelingsbijeenkomsten

De afdelingsbijeenkomsten van de Radio Amateurs Zoetermeer vinden plaats op elke tweede en vierde woensdag van de maand, met uitzondering van de zomermaanden juli en augustus. Dat betekent dat er soms 3 weken kunnen zitten tussen de laatste bijeenkomt van een maand en de eerste bijeenkomst van de maand daarop! Altijd even op de kalender op de website kijken dus. De zaal van de Minigolf Zoetermeer is open vanaf 20:00 en toegangelijk voor iedereen met interesse in de radiohobby, ook als je geen lid bent van de VERON afdeling Zoetermeer. Ook in maart vallen de club-avonden op woensdag 13 en woensdag 27, omdat februari maar 28 dagen heeft. De 13e is ook de QSL-manager aanwezig voor het uitwisselen van de kaarten.